nº 11
aprile 1980

L. 2.000 *

elettronica - scienza tecnica e diletto

Topamp

60 watt puliti
senza fare prove!

Giocando con il TV - Games

programmare con astuzia dà risultati diversi

OM 931.
DEV. SAMPLE

OM 931.
DEV. SAMPLE

ECCEZIONALE OFFERTA DEI NUMERI ARRETRATI 1979

elektor 11 decodifica

anno 1, n° 11 aprile 1980

Direzione e Redazione: Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. Tel.: 61.72.641 - 61.73.441

Editore JCE
Direttore responsabile: Ruben Castelfranchi
Redattore capo dell'ediz. internazionale: Bob W. van der Horst
Redattore capo: Giampietro Zanga
Segretaria di redazione: Marta Menegardo
Staff di redazione: J. Barendrecht, G.H.K. Dam, B. Develter, P. V. Holmes, E. Krempelsauer, G. Nachbar, A. Nachtmann, K. Walraven, P. de Winter.
Abbonamenti: Patrizia Ghioni
Contabilità: Franco Mancini, Roberto Ostelli, Maria Grazia Sebastiani

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979
Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70
Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero dell'edizione italiana:
Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Stampa: Elcograph - Beverate (Como)
Prezzo della rivista: L. 2.000
Numero arretrato: L. 3.000
Diritti di riproduzione
Italia: JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Francia: Societé des Publications Elektor sarl, Le Doulieu 59940 Estaires.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania: Elektor Verlag Gmbh, 5133 Gangelt
Olanda: Elektuur B.V., 6190 AB Beek

ABBONAMENTI

	Italia	Estero
Abbonamenti annuali	L. 19.000	L. 29.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti 15 - 20123 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il conto corrente postale n° 315275

CORRISPONDENZA

DT	= domande tecniche	P	= pubblicità, annunci
DR	= direttore responsabile	A	= abbonamenti
CI	= cambio indirizzo	SR	= segretaria di redazione
EPS	= circuiti stampati	SA	= servizio riviste arretrate

CAMBIO DI INDIRIZZO

I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzato per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, oltre alla busta non affrancata un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITA' (nazionali ed internazionali)

Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:

Reina & C. - Via Ricasoli 2 - 20121 Milano - Tel. 803.101 - 866.192 - TX: 320419 BRUS I

Cosa è un TUN?
Cosa è un 10n?
Cosa è l'EPS?
Cosa è il servizio QT?
Perché la colpa di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Esistono spesso notevoli affinità fra le caratteristiche di molti transistor di denominazione diversa.
E' per questa ragione che Elektor presenta nuove abbreviazioni per i semiconduttori comuni:

- 'TUP' o 'TUN' (Transistor Universale rispettivamente del tipo PNP o NPN) rappresentano tutti transistor bassa frequenza al silicio aventi le caratteristiche seguenti:

U_{CEO}, max	20 V
I_C, max	100 mA
h_{fe}, min	100
P_{tot}, max	100 mW
f_T, min	100 MHz

Ecco alcune versioni tipiche TUN: le famiglie dei BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859,2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Fra i tipi TUP si possono citare: le famiglie dei BC 177, BC 178, la famiglia del BC 179 a eccezione dei BC 159 e BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUG' e 'DUS' (Diodo Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
$U_{R,max}$	25 V	20 V
$I_{F,max}$	100 mA	35 mA
$I_{R,max}$	1 μA	100 μA
$P_{tot,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D,max}$	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.
E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 5748, rappresentano dei transistori al silicio di una stessa famiglia, di caratteristiche pressoché similare, ma di qualità migliore l'uno dall'altro. In generale, in una stessa famiglia, ogni tipo può essere utilizzato indifferentemente al posto di un altro.

Famiglie BC 107 (-8 -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Famiglie BC 177 (-8 -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' può essere anche letto indifferentemente μA 741, LM 741 MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, ecc.

Valore delle resistenze e consensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omessi. Le virgole sono sostituite da una delle abbreviazioni seguenti, tutte utilizzate in campo internazionale:

p	(pico)	$= 10^{-12}$
n	(nano-)	$= 10^{-9}$
μ	(micro-)	$= 10^{-6}$
m	(mili-)	$= 10^{-3}$
k	(kilo-)	$= 10^{3}$
M	(menage-)	$= 10^{6}$
G	(giga-)	$= 10^{9}$

Alcuni esempi:
Valori delle resistenze
2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω
470 = 470 Ω
Salvo indicazione contraria, le resistenze utilizzate negli schemi sono di 1/4 watt, al carbone, di tolleranza 5% max.
Valori di condensatori: 4 p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047 F
10n = 0,01 μF
10^{-8} F
Le tensioni in continua dei condensatori diversi dagli elettrolitici si suppone che siano di almeno 60V; una buona regola è quella di scegliere un valore di tensione doppio di quello della tensione di alimentazione.

Punti di misura

Salvo indicazione contraria, le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro di resistenza interna 20 kΩ/V.

Tensione d'alimentazione

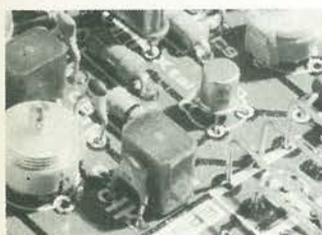
I circuiti sono calcolati per 220 V, sinusoidali, 50 Hz.

Servizi ai lettori

- **EPS** Numerose realizzazioni di Elektor sono corredate di un modello di circuito stampato. Nella maggioranza dei casi, questi circuiti stampati possono essere forniti forati, pronti a essere montati. Ogni mese Elektor pubblica l'elenco dei circuiti stampati disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio di circuiti stampati di Elektor).

Domande Tecniche

- I lettori possono porre delle domande tecniche relative agli articoli su Elektor, a loro scelta per iscritto o per telefono. In quest'ultimo caso, è possibile telefonare il lunedì dalle ore 14.00 alle 16.30. Le lettere contenenti domande tecniche devono essere indirizzate alla Sezione DT: per ricevere la risposta è necessario unire una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente. Le lettere spedite da un paese diverso dall'Italia devono essere accompagnate da un coupon-risposta internazionale.
- **Il torto di Elektor**
Ogni modifica importante, aggiunta, correzione e/o migliora a progetti di Elektor viene annunciata sulla rubrica 'Il torto di Elektor'.

La caratteristica più originale nel progetto trattato in questo articolo è che s'impiega un solo interruttore per controllare sino a 15 uscite, con la possibilità di operare sia in "digitale" che in "analogico" (in unione all'indicazione visiva delle condizioni di ciascun canale).

Questo semplice convertitore per onde corte, controllato a cristallo, è previsto per essere impiegato in unione ad un ricevitore convenzionale per onde medie, ad esempio un'autoradio.

Stentore è il nome dell'amplificatore qui descritto che, eroga la potenza di 50 radio a transistor. Una caratteristica che distingue questo amplificatore è che è portatile visto che può essere alimentato da una normale batteria da automobile da 12V e di conseguenza risulta l'ideale per la diffusione circolare all'aria aperta.

Prendete un potente dissipatore, una manciata di componenti passivi, un modulo di potenza audio, che cosa ne verrà fuori? Un eccellente amplificatore di potenza in cui distorsione e rumore saranno ridottissimi, senza alcuna regolazione!

sommario

JOB LINE

Minifrequenzimetro da laboratorio "SOAR"

TS/2135-00

- Di piccole dimensioni ma di grandi prestazioni
- Permette di misurare e leggere la frequenza con grande precisione
- Custodia in metallo
- 4 digit - Display LED

FC-841

Specifiche Tecniche

Campo di frequenza	10 Hz ÷ 60 MHz direttamente
Precisione	± 1 digit
Risoluzione	10 kHz / 10 Hz
Sensibilità	60 mV - 20 V
Misure di periodi	10 ms - 1 sec

Impedenza d'ingresso	1 MΩ - 30 pF direttamente
Gamma delle temperature di lavoro	da 0 °C a +40 °C
Alimentazione	6 V o 12 V con pile - oppure con alimentatore esterno
Dimensioni	120 x 100 x 32

servizio dischi software

uP TV Games four- in-a-row, surround, music box, fun and games, clock	**ESS 003**	**L. 4.800**

servizio circuiti stampati

giugno 1979

EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L. 6.000
EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L. 4.850
EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L. 4.000
EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L. 2.800
EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L. 3.300
EPS 9743	comando automatico per il cambio delle diapositive	L. 2.500
EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L. 7.400
EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L. 3.650
EPS 1471	sintetizzatore di vaporiera	L. 3.400
EPS 9765	iniettore di segnali	L. 2.450

luglio/agosto 1979

EPS HB11+HB12	austereo: alimentatore + amplificatore HI-FI da 3W	L. 7.900
EPS HB13	austereo: preamplificatore	L. 8.300
EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L. 5.500
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 4.300
EPS 77005	distorsiometro	L. 5.900
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 4.200
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 3.300
EPS 9398+9399	preamplificatore preco	L. 10.500
EPS HB14	austereo: preamplificatore fono	L. 4.400

settembre 1979

EPS 9797	timer logaritmico per camera oscura	L. 5.800
EPS 9860	PPM: voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L. 4.900
EPS 9817-1+2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
EPS 9970	oscillographics	L. 5.500
EPS 9952	saldatore a temperatura controllata	L. 4.900
EPS 9827	campi magnetici in medicina	L. 3.600
EPS 9927	mini-frequenzimetro	L. 6.900

ottobre 1979

EPS 9344-1 + 2	**Mini tamburo**	**L. 8.500**
EPS 9344-3	**generatore di ritmi IC**	**L. 4.500**
EPS 9948	**generatore sinusoidale a frequenze fisse**	**L. 6.000**
EPS 9491	**segnalatore per parchimetri**	**L. 3.500**
EPS 79026	**interruttore a battimano**	**L. 4.500**

novembre 1979

EPS 9401	equin	L. 7.800
EPS 79005	indicatore digitale universale	L. 5.500
EPS 9751	sirene	L. 4.500
EPS 9755-1-2	termometro	L. 9.800
EPS 9325	il "digibell"	L. 7.500
EPS 79075	microcomputer basic	L. 18.500

dicembre 1979

EPS 9987-1+2	amplificatore telefonico	L. 7.900
EPS 79006	gioco "prova forza"	L. 5.700
EPS 79073	costruzione del computer per TV Games (main board)	L. 38.000
EPS 79073-1-2	costruzione del computer per TV Games (power supply e keyboard)	L. 17.500
EPS 9906	alimentatore per microcomputer basic	L. 9.900
EPS 80024	"bus board"	L. 12.900
EPS 9885	scheda con 4k di RAM	L. 35.000
EPS 9967	modulatore TV UHF/VHF	L. 4.500

gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L. 4.200
EPS 9965	tastiera ASCII	L. 16.000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destrezza)	L. 4.500
EPS 9985	contaminuti "chiocciante"	L. 6.300
EPS 9966	elekterminal	L. 17.000
EPS 79519	sintonia a tasti	L. 8.900

febbraio 1980

EPS 9974	rivelatore a prossimità	L. 6.500
EPS 79038	l'estensione delle pagine nell'elekterminal	L. 14.900
EPS 79088-1-2-3	il "digifarad"	L. 10.900
EPS 79514	gate dipper	L. 4.300
EPS 78003	lampeggiatore di potenza	L. 4.500
EPS 79077	semplici effetti sonori	L. 4.500
EPS 78087	chassis di media frequenza	L. 5.500
EPS 79082	decodificatore stereo	L. 5.800
EPS 79095	elekdoorbell	L. 11.000

EPS 79019	generatore sinusoidale	L. 4.900
EPS 9913-1/2	unità di riverbero digitale	L. 15.000
EPS 79040	modulatore ad anello	L. 6.300
EPS 9753	biglia elettronica	L. 7.400
EPS 8002-1a/2a	sintonia digitale	L. 16.000
EPS 80016	disturbatore elettronico	L. 3.900

marzo 1980

EPS 79019	generatore sinusoidale	L. 4.900
EPS 9913-1/2	unità di riverbero digitale	L. 15.000
EPS 79040	modulatore ad anello	L. 6.300
EPS 9753	biglia elettronica	L. 7.400
EPS 80021-1a/2a	sintonia digitale	L. 16.900
EPS 80016	disturbatore elettronico	L. 3.900

aprile 80

EPS 79650	convertitore per onde corte	L. 4.500
EPS 79039	+ pannello monoselektor	L. 19.000
EPS 79070	stentore	L. 8.500
EPS 79071	assistentor	L. 6.000
EPS 80023	topamp	L. 3.500

TUTTI I CIRCUITI E I DISCHI SOFTWARE DI ELEKTOR POSSONO ESSERE RICHIESTI CON SPEDIZIONE CONTRASSEGNO POSTALE UTILIZZANDO L'APPOSITA CARTOLINA ORDINE INSERITA IN QUESTA RIVISTA OPPURE PRESSO TUTTE LE SEDI GBC E I MIGLIORI RIVENDITORI. I TERMINI DI CONSEGNA SONO: ESS 90 gg. EPS 60 gg. DALLA DATA DI RICEVIMENTO DELL'ORDINE.

selektor

Contatore universale dalla continua a 100 MHz

L'Universal Time Counter TR 5840 della Takeda Riken consente di misurare, grazie al Time Expander Method, la durata di impulsi con una risoluzione di 100 ps.
Questo counter ha incorporate le funzioni per misurare il rapporto di frequenze, il rapporto di tempi e le fasi - c'è anche una funzione per l'elaborazione aritmetica statica.
Assieme ai dati, sul secondo canale può essere visualizzato in forma digitale il livello del trigger.
Gli ingressi A e B sono caratterizzati da un range di frequenza che va dalla c.c. a 100 MHz, da un'impedenza di ingresso di 1M Ω, 50 Ω e da una sensibilità di 100 mVpp. Il segnale può essere attenuato x1 o x10 ed è consentito sia l'accoppiamento in continua che in alternata.

Mentre per le misure di intervalli di tempo si arriva ad una risoluzione di 100 ps con un segnale singolo, per le misure di frequenza e di fase le risoluzioni rispettive sono 0,001 Hz 1s e 0,1°.
La funzione aritmetica incorporata consente di calcolare il valore medio, il valore massimo, il valore minimo e la deviazione Standard.
Le dimensioni del contatore sono 424x132 x535 mm.

Federal Trade
Milano San felice
Torre 8
20090 Segrate
Tel: 02/7530315

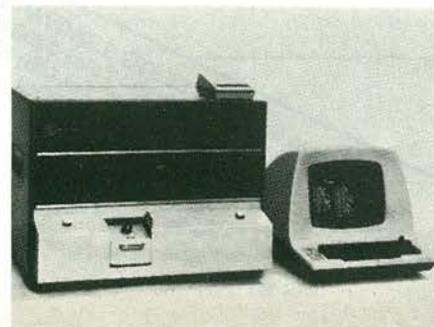
Misuratore di modulazione FM e AM

Il modello 82AD della Boonton combina le caratteristiche di facile funzionamento, grazie alla sintonizzazione automatica e alla regolazione del livello automatica, che si trovano nei misuratori di modulazione moderni, con la precisione e la versatilità che si hanno negli strumenti da laboratorio.
Inoltre, l'82AD offre i vantaggi del display digitale e della programmabilità completa

attraverso un'interfaccia IEE-488 bus opzionale.
Il range di frequenza della portante RF va da 10 MHz e 1,2 GHz. La scelta di visualizzazione la deviazione FM fino a 300 kHz o l'AM% si effettua semplicemente premendo un pulsante sul pannello frontale.
La larghezza di banda più larga va da 10 Hz a 200 kHz, che può essere ristretta con le frequenze di taglio superiori di 3, 15 o 120 kHz.
Il display a 4 digit consente di ottenere una precisone della deviazione FM del 2% della lettura con ranges di fondo scala di 10, 100 e 300 kHz a frequenze che vanno da 30 Hz a 100 kHz.
La precisione AM è il 2% della lettura dal 10% al 90% AM. La risoluzione sia per la modulazione FM che AM è pari allo 0,1% del fondo scala.
Queste prestazioni vengono garantite in tutto il range di temperatura di funzionamento da 0 a 55°C.

Vianello
Via L. Anelli, 13
20121 Milano
Tel: 02/544041

Sistema di prova per FET di potenza

Il modello 9300 della Fet/test è un apparecchio controllato da un microcomputer studiato per provare la trasconduttanza, i parametri R (ON), V_P, V_{TH}, I_{DSS}, I_{SDS}, la corrente di fuga e i valori di breakdown dei FET di potenza, usando dei livelli di tensione che arrivano fino a 600 V e dei livelli di corrente variabili da 1pA a 20A.

I tests, al di sopra di 100 nA richiedono 16 ms ciascuno.
Il sistema di prova può svolgere fino ad 80 tests programmati di 19 parametri e classifica le parti in 16 categorie oltre ai casi di "rigetto".
I valori misurati e le condizioni di prova vengono visualizzati su un terminale CRT, e possono anche essere stampati con una stampante di linea opzionale.
Inoltre, si può usare anche una stazione di data logging opzionale per memorizzare i risultati e i programmi su diskettes.

Fet/test
Inc. 160 Albright Way, Suite
E. Los Gatos, CA 9530
USA

Misuratore di livello per le telecomunicazioni

Le modalità di misura, la frequenza e il valore del livello di riferimento del misuratore SPM-19 della Wandel & Goltermann, operante nel range da 200 Hz a 25 MHz, possono essere regolati mediante tasti, come con un calcolatore tascabile.

Oltre ai soliti tasti, c'è la possibilità di scegliere frequenze fisse distinte, uno scorrimento automatico delle frequenze e tutte le regolazioni dell'apparecchio possono essere memorizzate e poi richiamate semplicemente premendo dei tasti. Questa procedura diventa particolarmente comoda quando si devono fare delle misure ripetitive.
La calibrazione del livello e la scelta del range di misura vengono fatte automaticamente internamente all'SPM-19. Oltre alla programmazione interna, c'è anche un

controllo esterno attraverso una interfaccia IEC, per esempio da parte di un calcolatore.
Il tutto è controllato da un microprocessore, che rende questo strumento adatto per impieghi in laboratorio, nella manutenzione e nella sorveglianza dei sistemi.
Il programma della misura di livello dell'SPM-19 è completato da più parametri speciali per la trasmissione dei dati, quali il jitter di fase secondo le CCITT, il rumore random del circuito, la potenza del rumore e il rapporto della densità del rumore.
Il sintetizzatore incorporato gerantisce una regolazione della frequenza precisa e stabile con una risoluzione di 1Hz.
La frequenza può essere variata a passi o con continuità. La visualizzazione delle misure può avvenire direttamente in dB, dBm, dBmO, dBmOp o pWOp.
Le larghezze delle bande del ricevitore sono commutabili su 3,1 KHz, 1,74 KHz e 400 Hz.
Con l'SPM-19 sono possibili, oltre che le misure selettive, anche misure in larga banda.

Wandel & Goltermann GmbH & Co
Mühleweg 5, Posfach 45
D-7412 Eningen u.A.
W. Germany

selektor

Griglia cilindrica di grafite lavorata al laser

I tetrodi trasmittenti per radiocomunicazioni possono essere delle piccole centrali elettriche. Gli esemplari più grandi raggiungono potenze di oltre 1000 kW, i catodi temperature di circa 2000 K, mentre le griglie di controllo temperature lievemente inferiori. Solo costruzioni particolari possono sopportare un tale carico termico. La Siemens impiega un materiale speciale ottenuto per via pirolitica dagli idrocarburi e prodotto per precipitazione sotto forma di cilindro, le cui dimensioni possono raggiungere quelle di un cestino da rifiuti. La struttura vera e propria della griglia si ottiene con il laser; i segmenti della maglia hanno uno spessore di pochi decimi di millimetro.
Il metano, per esempio, è uno degli idrocarburi in grado di fornire griglie di grafite di ottima qualità.
Il materiale, detto anche "pirografite", non subisce praticamente alcuna deformazione durante il trattamento; è da notare inoltre che la grafite non emette elettroni secondari nè sotto eccitazione nè quando è colpita da elettroni primari. L'emissione secondaria può però verificarsi nelle griglie di filo o di lamiera, nel caso in cui esse non siano opportunamente trattate. La grafite invece non presenta corrente di griglia, anche se la potenza di trasmissione è elevata.

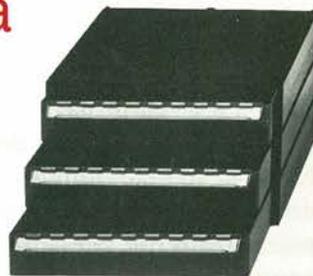
Attualmente la Siemens impiega griglie di grafite nei tetrodi di trasmissione per onde lunghe, medie e corte. Il programma di produzione va dalle griglie da 100 kW (RS 2054 SK) con diametro di 90 mm ed altezza di 170 mm alle "supergriglie" da 1200 kW (RS2084 SK) con diametro di 21 cm ed altezza di 45 cm.
Questi tetrodi, malgrado le notevoli potenze di gioco, sono abbastanza compatti e presentano capacità spurie molto ridotte. La grafite consente pertanto di elevare talmente la potenza che il calore dissipato può essere asportato solo con il raffreddamento a condensazione.

Siemens Elettra
Via Fabio Filzi, 29
20100 Milano
Tel: 02/6992

selektor

Diodi pin con 1 Ω a 3 mA

La KSW Electronics produce due diodi pin per commutazioni a radiofrequenza, adatti per telecomunicazioni a frequenze basse e ultra alte e per apparati di prova, che hanno resistenze di 0,6 e 0,8 Ω con 3 mA di corrente di polarizzazione.
I KS-3542 e KS-3543 presentano capacità del diodo di 0,8 e 0,7 pF con 3V di polarizzazione inversa, che aumenta di 0,2 pF se si toglie la polarizzazione.
I diodi sono incapsulati in un package DO-34 sigillato ermeticamente, che introduce una induttanza di 2nH.
I terminali con 2 mils di diametro e lunghi 2,5 cm possono essere inseriti manualmente o automaticamente.

Syscom Elettronica
Via Gran Sasso, 35
20092 Cinisello B.
Tel: 02/6189251

controllo delle apparecchiature alimentate a rete

Relais elettronici

Il sistema di controllo programmabile a timer, descritto altrove in questo numero, non è completo. Per esempio, non può essere usato per accendere e spegnere l'illuminazione ed il riscaldamento di un acquario, o almeno, non direttamente. Se si deve accendere e spegnere qualunque apparecchiatura alimentata a rete per mezzo di un sistema di controllo a timer elettronico, serve qualcosa in più: un relais (elettronico).

Figura 1. Un relais elettronico semplicissimo. Il carico non è commutato durante il passaggio per lo zero della sinusoide di rete, salvo che per caso.

Figura 2. Un circuito migliorato che prevede la commutazione sincronizzata alla rete.

Figura 3. Per commutare dei carichi molto piccoli, è necessario un circuito un po' più complesso. La corrente di gate per il triac è mantenuta per tutto l'intero ciclo di lavoro.

Figura 4. È possibile utilizzare un IC specialmente concepito per il pilotaggio di triac, il TDA 1024. A grandi linee, il circuito effettua le medesime funzioni di quello visto nella figura 2.

Il sistema di controllo programmabile a timer, spesso può rappresentare l'ideale per accendere e spegnere le apparecchiature alimentate a rete. Una possibilità per far ciò, può essere impiegare il buon vecchio relais elettromeccanico come interfaccia, ma in tal modo si hanno diversi svantaggi. Essendo meccanico, il relais è relativamente lento ed incide a consumarsi. In più, è notevolmente voluminoso.
Per queste ragioni, vi è una notevole convenienza nel sostituirlo con un moderno dispositivo elettronico: il triac.
Nelle applicazioni industriali, la tendenza attuale è impiegare ciò che è noto come "relais allo stato solido": un triac con i componenti che servono per il suo azionamento, tutti inglobati.
Si descrivono qui quattro tipi di tale attendibile e silenzioso relais.
I circuiti sono esposti in ordine di maggior sofisticazione; ciascuno può essere impiegato per sostituire il relais meccanico, ed anche il più semplice schema rappresenta un miglioramento.

Per maggior sicurezza si usano i fotoaccoppiatori

Vi sono due ragioni principali per impiegare un relais; una corrente molto bassa può essere impiegata per commutarne un'altra forte, e il carico è elettricamente isolato dal sistema di controllo. Questo "isolamento elettrico" si riferisce al fatto che non vi è corrente in circolazione tra carico e circuito di controllo. In altre parole, anche se il carico è collegato alla rete, toccando il circuito di controllo, si rimane sicuri di non ricevere scariche.
In un relais meccanico, l'isolamento è dato dal fatto che la bobina del relais non è connessa con i relativi contatti.
Se si passa al più aggiornato sostitutivo elettronico, questa semplice precauzione di sicurezza è sovente omessa: il circuito di controllo è connesso direttamente al triac, quindi, con questo, alla rete.
In molte applicazioni, è assai consigliabile riadottare l'isolamento tra le due parti del circuito. Vi sono diversi sistemi per trasmettere il segnale di controllo al triac senza effettuare alcuna connessione elettrica. Al giorno d'oggi, il tramite migliore per far ciò è la luce. Se il circuito di controllo è realizzato in modo tale da poter accendere un LED, e se si usa un fototransistore per pilotare il triac, l'isolamento elettrico può essere facilmente mantenuto. Quando il LED ed il fototransistore sono montati in un unico contenitore, il dispositivo così realizzato viene detto accoppiatore ottico, o fotoaccoppiatore.

Sincrono o asincrono?

La commutazione della tensione di rete può essere effettuata in vari modi. In questo senso, il nostro maggior interesse è la differenza tra la commutazione sincrona ed asincrona.
La commutazione sincrona prevede che il carico sia azionato e disinserito quando la tensione o la corrente di rete passa per lo zero. Questo modo di procedere, offre il vantaggio che gli impulsi interferenti sono ridotti al minimo. Ciascuno ha senza dubbio ascoltato, o comunque sentito parlare del tremendo fracasso che i regolatori di luce inducono nei radioricevitori e negli apparecchi TV.
Teoricamente, anche l'azionamento sincronizzato ha un difetto: il carico non è acceso o spento immediatamente. Il circuito deve "aspettare" che l'alternata passi per lo zero. Tuttavia, siccome l'attraversamento dello zero avviene ogni 10 millisecondi, il ritardo detto raramente causa dei problemi.
Nessuno può lamentarsi se il riscaldatore di un acquario è spento con 10 ms di ritardo! L'unica ragione per cui gli interruttori sincroni non sono divenuti standard, è che il relativo circuito di controllo risulta abbastanza dispendioso ...

Il circuito 1: la semplicità medesima

Un semplice, attendibile circuito che costituisce un relais allo stato solido appare nella figura 1. In questo circuito, il carico non è azionato al passaggio per lo zero della rete, ma è commutato fuori sincronismo. Come avviene virtualmente in tutti i circuiti a triac, lo spegnimento sincrono si ha gratis: il triac si spegne quando la corrente che lo attraversa cade al di sotto di un certo valore, la cosiddetta corrente di tenuta.
L'allacciamento con il sistema di controllo a timer - o ogni altro sistema di controllo che si voglia usare - consiste in un accoppiatore

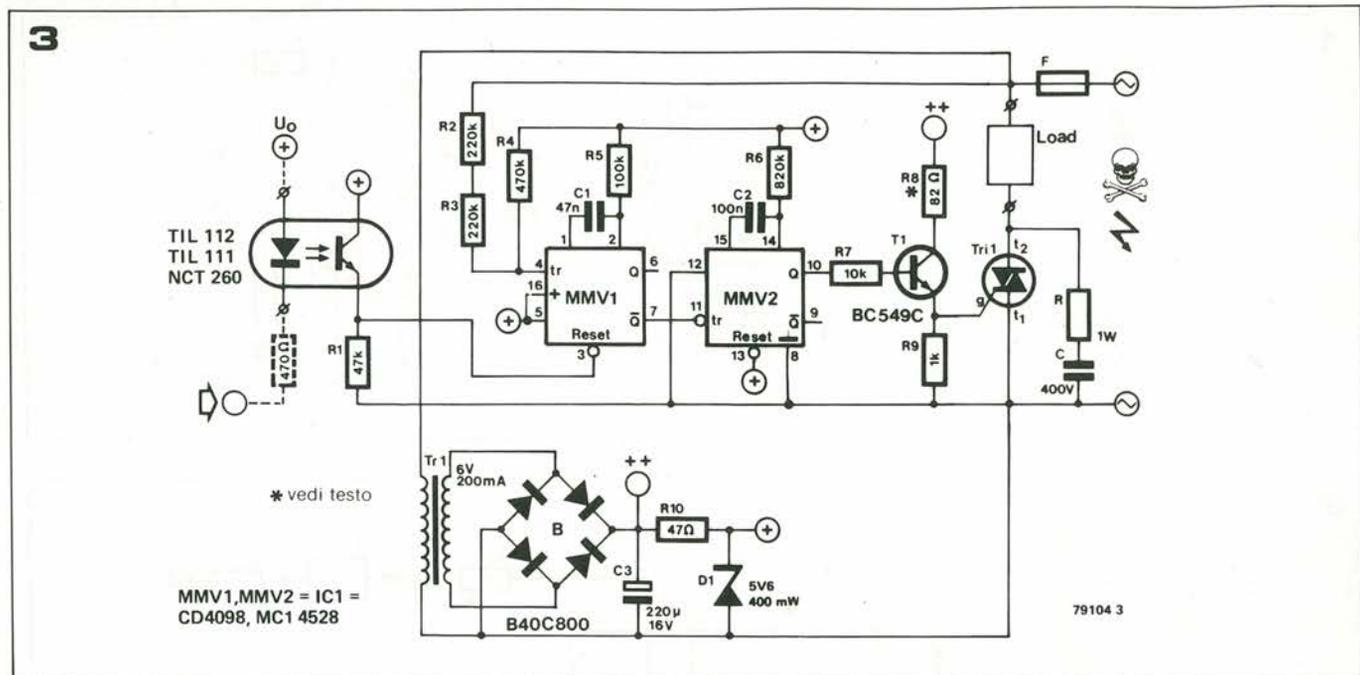
ottico. Quando attraverso il LED circola una corrente che lo accende, il fototransistore conduce.
Ciò, a sua volta, provoca l'interdizione del transistore Darlington T1, cosicché attraverso il ponte circola una corrente molto bassa, (è da notare che al posto del T1 si possono impiegare due transistori BC107).
Il ponte non rimane come sorta di "cortocircuito" tra i punti A e B molto a lungo, perciò la tensione tra questi due punti può salire oltre alla tensione di 'zener" che si ricava tramite D5 e D6. In relazione alla fase della tensione di rete, uno di questi diodi risulta polarizzato nel senso diretto (dando luogo ad una caduta di tensione "diretta normale" di circa 0,7V) e l'altro è polarizzato al contrario. Quale che sia la fase, il voltaggio presente ai capi dei due diodi rimane a 6V precisi.

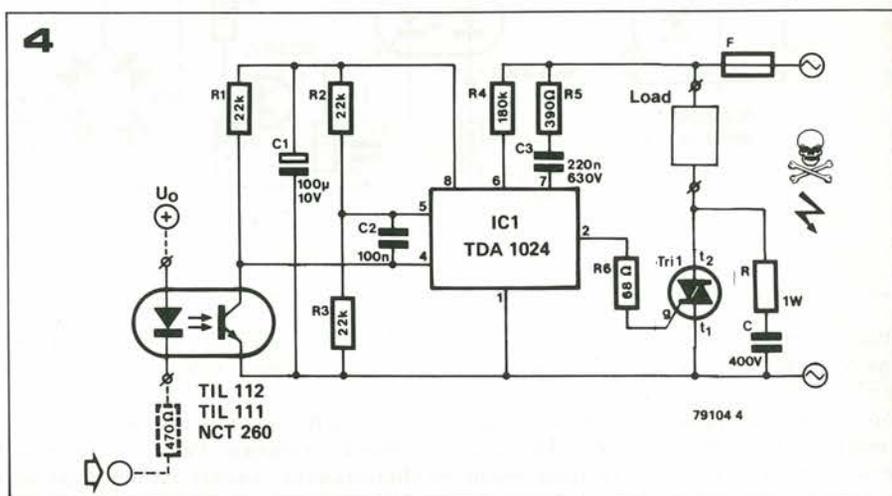
A questo punto il triac riceve la sua corrente di gate (tramite questi diodi, R2 e C1), cosicché diviene conduttore, azionando il carico. Se il LED nel fotoaccoppiatore non è pilotato, il fototransitore s'interdice.
Non appena la tensione presente tra i punti A e B risale dopo che la rete è passata per lo zero: T1 torna ad essere nello stato di conduzione. Ciò limita la tensione alla "caduta nei due diodi", alla caduta nei due circuiti "base-emettitore" ed alla tensione di saturazione del T1: circa 3V in tutto. Non si tratta di un valore sufficiente per far condurre i diodi zener, cosicché non vi è corrente che scorre nel gate del triac. Il carico non è quindi alimentato.
In questo circuito, il carico è alimentato quando una corrente di 5 mA o più scorre nel LED facente parte dell'accoppiatore ottico.
La connessione con il timer-programmatore è mostrata a tratteggio; l'anodo è connesso all'alimentazione positiva ed il catodo ad uno dei quattro reofori di controllo uscita tramite la resistenza da 470 Ω.
La resistenza R ed il condensatore C, collegati in parallelo al triac, hanno una importanza tutta speciale quando si tratta di commutare un carico induttivo. I valori dipendono dal tipo di carico, così come è spiegato in coda all'articolo, nel testo "sistema RC".

Un miglioramento: la commutazione sincrona

Come si è detto sopra, usualmente, è da preferire la commutazione del carico allorché la corrente nel triac attraversa il punto zero. In tal modo, gli impulsi interferenti possono essere ridotti al minimo. Lo spegnimento allo zero-crossing non è un problema, come abbiamo visto prima; lo stesso triac si prende cura di effettuare questa funzione. L'accensione, è invece differente.
Vi sono diversi sistemi per assicurarsi che il triac sia eccitato quando la tensione attraversa lo zero, o sia tanto vicina a questo punto da assicurare che non vi sia l'insorgenza di parassitari molto grandi. Per dirla in un altro modo: il triac può essere comandato in modo tale che non inneschi in nessun caso a metà periodo (di rete), bensì quando la tensione non ha un valore critico. Il circuito mostrato nella figura 2 si prende cura di questo funzionamento. In questo caso, la connessione con il circuito di controllo è un accoppiatore ottico che consiste di un LED e di un fototyristore, come dire un foto-SCR. La corrente di gate per il triac giunge tramite R1, il ponte di diodi e questo foto-SCR; lo SCR è portato in conduzione quando è illuminato dal LED, *sempreché non sia posto in corto da T1.* Durante la maggioranza del periodo, la tensione ai capi del circuito a ponte è sufficientemente elevata per portare nello stato di conduzione T1: il valore deve essere minore di circa 20V perché T1 entri nell'interdizione. Solo a questo punto - vicino al passaggio per lo zero - il foto-SCR può essere soggetto a trigger, azionando il triac.
Nel contempo, una volta che lo SCR sia in azione, T1 non può condurre, ed in tal modo il pilotaggio al gate del triac non può essere interrotto.
Quando una corrente superiore a 10 mA attraversa il LED nell'accoppiatore ottico, il carico può essere azionato durante il prossimo passaggio per lo zero della rete. La connessione al sistema di controllo temporizzato, anche in questo caso è indicata in tratteggio; i valori di resistenza e per il condensatore che vanno connessi in serie tra di loro e poi in parallelo al triac, sono indicati in coda all'articolo sotto la voce "sistema RC".

Pilotaggio continuo per piccoli carichi

Ambedue i circuiti descritti sin'ora nel complesso sono attendibili, sempreché il carico sia sufficiente.

Una delle caratteristiche dei triac, tuttavia, è "l'estinzione" (il passaggio in interdizione) se la corrente che li attraversa scende al di sotto di un certo livello, noto come "corrente di tenuta". Questo particolare, non è sempre svantaggioso: nei due circuiti appena visti, è appunto tale caratteristica che assicura che il carico sia spento al passaggio per lo zero della corrente di rete. Diviene comunque un problema se il carico è tanto piccolo da risultare inferiore alla corrente di tenuta. Fortunatamente, un triac conduce sempre se la sua corrente di gate è sufficiente; non interessa, da questo punto di vista, se la corrente nel carico è sufficiente per tenerlo "agganciato".
Per i carichi piccolissimi, tuttavia, la corrente sul gate deve essere mantenuta per tutto il tempo in cui il triac deve rimanere "on".
Ciò può essere ricavato come si vede nella figura 3, ovvero impiegando due multivibratori monostabili facenti parte di un IC CMOS. Il primo monostabile (MMV1) eroga un impulso della durata di 1 ms allorché il semiperiodo positivo della rete raggiunge il passaggio per lo zero; il trigger necessario è ricavato dalla rete stessa tramite R2, R3 ed R4. Sono da notare le due resistenze in serie impiegate, che servono per far sì che solo la metà della rete decada su ciascuna: in tal modo, delle resistenze da $^1/_4$ di W normalmente sopportano più di 250V. Per gli impulsi di uscita che devono essere prodotti, il "reset" all'ingresso deve essere alto, e questo è proprio ciò che si verifica quando il fototransistore nell'accoppiatore ottico è nella conduzione.

Gli impulsi di uscita che provengono dal primo monostabile sono impiegati per dare il trigger al MMV2.
Il secondo monostabile eroga degli impulsi di uscita da 35 ms, eguali a circa due volte il periodo di tempo della forma d'onda principale di rete.
Questi impulsi sono impiegati per portare in conduzione il T1, e così si eroga la corrente di gate al triac in modo che il carico sia azionato.

Quando attraverso il LED non circola alcuna corrente, il fototransistore dell'accoppiatore ottico si blocca, provocando il reset dell'ingresso del multivibratore MMV1 che va allo stato "basso". In tal modo non si producono ulteriori impulsi, cosicché alla fine dell'impulso da 35 ms T1 ed il triac smettono di condurre, spegnendo il carico.

L'IC CMOS che si impiega in questo circuito, per funzionare necessita di una tensione positiva bassa. Quando però il carico deve essere acceso, o comunque azionato, la corrente del gate deve essere applicata di continuo (approssimativamente servono 100 mA). Questa situazione impedisce l'impiego di un'alimentazione bassa tensione derivata direttamente dalla rete tramite una resistenza ed un diodo; vi sarebbe qualcosa come 20W da dissipare nella resistenza!

Visto il circuito, s'impiega un piccolo trasformatore ed un rettificatore a ponte. Tale semplificato alimentatore (che eroga all'incirca 9V) serve per il T1 direttamente, mentre la tensione diretta all'IC CMOS ed al fototransistore è stabilizzata tramite un diodo zener.
La tensione presente al secondario non è particolarmente critica. Se è più elevata in modo significante di 6V, tuttavia, i valori di R8 ed R10 possono essere aumentati di conseguenza. Certi modelli di triac mostrano di poter lavorare solo con delle correnti di gate eccezionalmente elevate per mantenersi in conduzione con dei carichi eccezionalmente bassi; se è così, il valore di R8 può essere modificato. Nove decimi del valore indicato dovrebbero rappresentare il giusto.
È da notare che sia il primario che il secondario del trasformatore di alimentazione a bassa tensione sono connessi alla rete!
In nessun caso si deve impiegare lo stesso alimentatore per altri circuiti; ad esempio per quello di controllo. Tutto il complesso deve essere visto come un assieme isolato; le sole connessioni con "il mondo esterno" devono essere quelle di rete, del carico e del pilotaggio del LED posto entro il fotoaccoppiatore.
La connessione con il sistema timer programmabile di controllo è stata descritta in precedenza; il sistema RC applicato in parallelo al triac sarà dettagliato tra poco.

Per finire: un IC speciale

La Philips propone uno speciale circuito integrato che serve proprio a scopi di controllo di triac; si tratta del modello TDA 1024.

Qui s'impiega una versione che adotta l'accoppiatore ottico per il pilotaggio (figura 4). Quando il fototransistore nell'accoppiatore ottico è illuminato, l'IC inizia a produrre degli impulsi sincroni alla rete che servono come trigger per il triac. L'ampiezza di tali impulsi è determinata da R4; con il valore dato, si ottiene un'ampiezza degli impulsi di circa 10 µs. Allorché si pilota un carico piccolo (tanto per esemplificare una lampadina da 40 W) è bene incrementare il valore di R4 sino al massimo ammesso (820 k) sì da poter ottenere un'ampiezza per gli impulsi di 650 µs.
La corrente di gate è uguale a 6V diviso per il valore di R6; approssimativamente 90 mA con i valori indicati. Siccome gli impulsi di trigger sono abbastanza corti, l'alimentazione per l'IC può essere ricavata dalla rete tramite una resistenza di caduta ed un condensatore (in questo caso R5 e C3). Il vantaggio dell'impiego del condensatore è che lo sfasamento porta ad una dissipazione più piccola.

Note costruttive

La cosa più importante da tener presente in questo genere di circuito è la sicurezza contro gli shock elettrici. Ogni parte dei circuiti, con l'eccezione unica delle connessioni dei LED posti negli accoppiatori ottici, è collegata alla rete. S'impone quindi, una costruzione accurata.
La scelta del triac è determinata principalmente dalla massima corrente che deve fluire nel carico. In certi casi, vi sono dei transitori d'inizio che valgono diverse volte il massimo carico, particolarmente se questo è costituito da motori, ma presenti anche con minor valore, con lampadine e riscaldatori.
Il triac deve logicamente deve essere scelto di conseguenza.
Il medesimo ragionamento vale per il fusibile F; per questo è preferibile un modello "rallentato".
Il triac richiede un raffreddamento adeguato. È da notare che se non s'impiega un isolamento in mica, tutto il radiatore risulta connesso alla rete.
Quando negli schemi si specifica una data potenza per gli elementi resistivi, o una tensione di lavoro per i condensatori, naturalmente è necessario che nelle realizzazioni tali dati siano perfettamente seguiti.
Il condensatore C deve avere una tensione di lavoro d circa 400V. In tutti gli altri casi, si possono impiegare delle resistenze da 1/4 di W, e dei condensatori "normali". ◼

Il sistema RC

In ciascuno dei circuiti visti, ai capi del triac è collegato un circuito RC. Questo, serve per far sì che il triac non possa entrare in conduzione in un momento errato, o che possa essere distrutto. Vi sono due fattori da prevenire in un qualunque circuito che impiega un triac: una tensione eccessivamente elevata ai capi del triac ed un incremento troppo rapido della tensione.
Una tensione troppo alta, causa il "break down" dell'elemento.
Vi sono triac comunemente impiegati che hanno una tensione di 400V, ma si possono rintracciare i corrispondenti modelli da 630V. A prima vista, una tensione di 400V può sembrare persino ampia. Tuttavia, se si considera che la tensione di picco sul valore di rete di 245V è di circa 346V, e che le variazioni nominali del +/− 10% sono possibilissime, ben si comprende che il margine di sicurezza diviene piccolo in modo allarmante.
Il secondo punto, ovvero "l'incremento troppo rapido della tensione ai capi del triac", è un pochino meno ovvio. Molti triac sopportano una tensione che cresce con un valore di 200V per microsecondo, ma in incremento ancor più veloce, può causare l'innesco del dispositivo.
Un sistema per limitare la velocità di salita, è la connessione di un "grosso" condensatore in parallelo al triac. Tuttavia, se il triac riceve il trigger nel momento in cui il condensatore è perfettamente carico, la corrente di picco danneggia quasi di certo il triac. Per questa ragione, è necessario includere una resistenza in serie al condensatore. Il valore minimo può essere calcolato valutando la massima tensione e i valori di corrente; ad esempio per un triac da 6A:

$$R = \frac{V_{max}}{I_{max}} = \frac{346}{6} \approx 56\ \Omega$$

Un altro punto da tener nelle debita considerazione, è l'effetto di un carico (anche parzialmente) induttivo. Il sistema RC connesso ai capi del triac e la RL, formata dal carico, assieme rappresentano un sistema RCL.
Se questo circuito risonante non è sufficientemente smorzato (smorzamento d ⩽1) può intervenire una oscillazione, con il triac che commuta in conduzione ed in interdizione ad una frequenza determinata dal sistema RCL. Al tempo stesso, la tensione può salire ad un valore più grande del massimo sopportabile dal triac... Quando si sceglie il valore di resistenza, allora, bisogna calcolare bene lo smorzamento del circuito risonante. Se tutte le resistenze sono intese assieme come Rtot, e le induttanze sono sommate analogamente, lo smorzamento è dato da:

$$d = \frac{R_{tot}}{2\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

Siccome l'idea nel suo assieme è smorzare i picchi di tensione tramite il condensatore, è logico impiegare uno "grosso". In pratica, 47n ... 100n/400V ... 630V, è una gamma di valori dall'impiego normale. L'induttanza in serie, può essere stimata in 100µH nella maggioranza delle applicazioni (considerando dei carichi veramente induttivi). Se il carico consiste, tanto per dire, di una lampada da 60W (con una resistenza di 1k) e se si usa una resistenza da 56Ω quale R, lo smorzamento diviene:

$$d = \frac{1056}{2\sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-6}}{47 \cdot 10^{-9}}}} \approx 11 \cdot 7$$

Adeguato. Non ci si devono attendere dei problemi sino a che la resistenza di carico diviene inferiore a 36 Ω (equivalente a buoni 1600W). Se vi è un carico più grande da commutare, è necessario un condensatore ancora più grande. Il massimo rapporto dell'incremento in tensione, avviene se il triac riceve il trigger nell'istante del picco della tensione di rete. Nell'esempio dato, il valore è eguale a:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{RV}{L} = \frac{56 \cdot 346}{100 \cdot 10^{-6}} \approx 193\ V/\mu s.$$

Si è appena nei limiti di sicurezza.
Il problema causato dal carico induttivo può essere illustrato con un semplice esempio. Consideriamo che si debba controllare una lampada fluorescente con il proprio ballast. I valori più comuni per la resistenza e l'induttanza del ballast sono rispettivamente 200 Ω ed 1H. Lo smorzamento allora è approssimativamente eguale a:

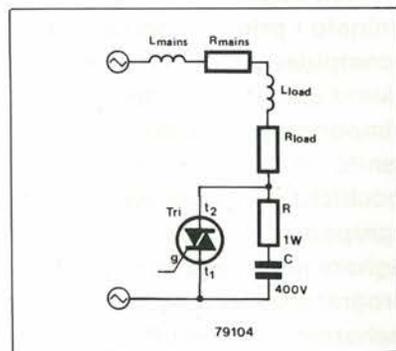
$$d = \frac{250}{2\sqrt{\frac{1}{47 \cdot 10^{-9}}}} \approx 0 \cdot 03!$$

Il risultato? Oscillazione, e la lampada rifiuta di spegnersi.
Il rimedio ovvio è aumentare il valore di R; per il valore minimo (per d = 1) si può eseguire il calcolo come segue:

$$R_{min} = d \cdot 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 1 \cdot 2\sqrt{\frac{1}{47 \cdot 10^{-9}}} \approx 10\ k.$$

Il rapporto del cambiamento deve essere controllato con questi nuovi valori:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 346}{1} = 3 \cdot 46\ V/\mu s.$$

Perfettamente sicuro.

In sostanza

Per carichi "normali" (lampadine ad incandescenza, elementi di riscaldamento ecc.) sino ad 1kW, si deve usare un triac di 6A. In questo caso, un valore di sicurezza per R è 56 Ω/1W, ed un buon valore per il condensatore è 47n/400V. Non vi sono controindicazioni volendo aumentare la sicurezza: il valore di capacità può essere portato a 100n, e la sua tensione di lavoro può salire a 630V, se lo si desidera.
Per i triac da 10A (che servono per i carichi sino a 1600W), il valore di resistenza può essere diminuito sino a 39 Ω, impiegando il condensatore da 100n. Valori analoghi possono essere impiegati per i triac da 15A: 27 Ω e 150 n oppure 220 n possono essere impiegati in questi casi.
Quando si commutano i tubi fluorescenti (è da notare che la "regolazione" usuale non è attuabile con questi circuiti!) il valore di R deve essere aumentato considerevolmente, sino a 10 k. Se si devono operare altri carichi "dispari", i valori corrispondenti di C ed R devono essere calcolati come è stato detto poco sopra.

Giocando con il TV-Games.. (2)

..mi sono divertito

Lo scorso mese, abbiamo esaminato i principi fondamentali del computer per TV Games, ed abbiamo discusso le istruzioni più importanti. In questo secondo articolo, daremo un'occhiata più profonda al resto del gruppo d'istruzioni, spiegheremo alcune astuzie utili di programmazione ed elencheremo alcune utili routines disponibili nel software "monitor" esistente.

In questo momento, noi abbiamo una mezza dozzina di idee, e speriamo di poterle riportare sulle note ESS in un futuro non troppo lontano!

Le istruzioni load, Store, Branch, Compare "Miscellaneous" e "Program store" sono state tutte spiegate il mese scorso.
Così come sono illustrate nella tavola da A ad E, in questo articolo, le istruzioni dette sono sufficienti per effettuare piccoli programmi di un certo interesse. Tuttavia, con le versioni estese degli stessi programmi, illustrati nelle nuove note ESS, la programmazione può essere resa assai più sofisticata con l'impiego delle rimanenti istruzioni: Arithmetic, Logical e Rotate (le istruzioni Input/Output non possono essere impiegate in questa versione di base del computer per giochi TV).

Istruzioni "Arithmetic"

Sebbene il computer non sia normalmente impiegato per fare delle somme, le cosiddette istruzioni aritmetiche sono assai utili.
Come si vede nella tavola 8, vi è un gruppo completo di istruzioni per addizionare o sottrarre; l'unica altra istruzione di questo gruppo è la "aggiustamento decimale del registro" (DAR).
Sia le addizioni che le sottrazioni sono semplicissime: 03 + 05 = 8; 19 − 02 = 17; 28 + 13 = 3B; e così via. Il calcolo è effettuato in binario ad 8 bit ed i numeri negativi sono i due complementi, cosicché il calcolo esadecimale sia valido.
Come risultato di questi calcoli, tre bit nel Program Status Lower possono essere impostati o resettati:

- Il bit Carry/Borrow (C): per essere precisi, questo deve essere portato a 1 tramite l'addizione che genera la presa in carica, ed a 0 con la sottrazione che genera la presa in prestito.
  Tuttavia, nella maggioranza dei casi, è sufficiente sapere che questo bit deve essere interpretato correttamente in ogni successiva operazione di addizione e sottrazione, facendo sì che i bit "with carry" (il bit 3 nel PSL) sia impostato. Se il bit WC non è impostato, le informazioni Carry oppure Borrow sono ignorate, in pratica il sistema detto ha dimostrato di essere più utile!
- Il bit Inter-Digit Carry (IDC): questo dà le informazioni Carry oppure Borrow che si applicano tra i quattro bit inferiori e i quattro superiori nel registro impiegato.
  Questa informazione può essere ignorata quando si lavora con l'aritmetica binaria, ma può essere essenziale allorché si effettuano calcoli decimali.
- Il bit Overflow (OVF): siccome si possono interpretare dei numeri grandi (più grandi di 7F) come numeri negatici, si può avere un risultato erroneo in una addizione.
  Per esempio, 70 + 28 può dare il risultato di 98, ma ciò è equivalente ad un numero negativo (− 68). Questo genere di risultato ambiguo è indicato dal bit di fuori scala: se si addizionano due numeri positivi, o si sottraggono, ed il risultato è "negativo" il bit OVF è impostato. Ana logamente, se si ottiene un risultato positivo calcolando due numeri negativi.

E così abbiamo detto per l'addizione e la sottrazione.
In pratica, è spesso sufficiente sapere che con la cancellazione del bit "WC" si ha un calcolo molto più diretto e semplice, senza inaspettati "carries" o "borrow".

Registro a regolazione decimale

Questa istruzione permette al BCD di trasformarsi in simboli di grandezza aritmetica per essere trascritti in blocchi di cifre. Fin qua, abbiamo proceduto bene senza di essi; l'unica volta che sono stati utili (per una riduzione del tempo del display sullo schermo) è parso più semplice sottrarre sei ad ogni "0 - F crossing" come segue:

```
F707  TMI, R7
9802  BCFR
```

Tabella 8

descrizione	Aritmetica	esempio	commenti
Somma al registro Zero	(ADDZ)	81	RØ: = R1 + RØ
Somma Immediata	(ADDI)	84xx	xx = dati
Somma Relativa	(ADDR)	88yy	yy = sostituzione
Somma Assoluta	(ADDA)	8Czzzz	zzzz = indirizzo
Sottrazione dal registro Zero	(SUBZ)	A1	RØ: = RØ − R1
Sottrazione Immediata	(SUBI)	A4xx	xx = dati
Sottrazione Relativa	(SUBR)	A8yy	yy = sostituzione
Sottrazione Assoluta	(SUBA)	ACzzzz	zzzz = indirizzo
Registro ad Aggiustamento Decimale	(DAR)	94	

A706 SUBI, R7
ecc.

Logica

Il gruppo delle istruzioni include lo AND, lo inclusive OR (IOR) e lo exclusive Or (EOR), come si vede nel sommario della Tabella 9. Le corrispondenti operazioni logiche sono date nella Tabella 10: per un'applicazione più pratica, è più facile descrivere gli effetti a parole:

AND

Una istruzione AND provoca la comparazione tra due gruppi di bit; nel risultato, solo quei bit che hanno il valore logico 1 possono essere 1 in entrambe i gruppi originali. Questo genere d'istruzione può quindi essere impiegato come "data mask". Per esempio, si consideri che qualche tipo di ritardo nella routine o "clock" sia contato in R3, e che tre degli ultimi bit significanti siano impiegati per determinare il colore dello schermo. Ciò può essere ottenuto come segue:

```
03      LODZ, R3
4407    ANDI, R0
8408    ADDI, R0
CC1FC6  STRA, R0
```

Dopo "aver eliminato dallo schermo" i cinque bit più alti per mezzo dell'istruzione AND, si aggiunge il bit "Background enable" ed il risultato è posto nel PVI.

Inclusive OR

Ancora una volta, due gruppi di otto bits sono sottoposti alla comparazione; in questo caso, tuttavia, tutti i bit sono nella logica 1 in ciascuno dei due gruppi, ed il risultato deve essere 1.
Un altro sistema per giungere a ciò è dire che solo quei bits che hanno la logica 0 nel risultato, erano 0 in ambedue i gruppi originali.
Si ha una "data mask" complementare, in altre parole!
Sia le istruzioni AND che IOR possono anche essere impiegate per il set o il reset di uno o più gruppi di otto bits, senza incidere sugli altri. Nell'esempio esposto prima, per dire, se il contenuto di R3 doveva essere impiegato sia per lo schermo che per il colore, si aveva:

```
03      LODZ, R3
6408    IORI, R0
CC1FC6  STRA, R0
```

L'istruzione Or inclusa è addizionata per essere certi che il bit Background enable sia sempre presente.

Exclusive Or

Un pò a differenza della sua funzione "logica", questa istruzione può essere impiegata come "inverter selettivo". Se noi prendiamo un gruppo di 8 bits come nei dati originali, e l'exor è nel secondo gruppo, il risultato deve essere l'inversione di qualcuno dei bit del primo gruppo, come è specificato nel secondo gruppo.
Molto complicato? Beh, non realmente. Ciascun bit in un gruppo manifesta cosa succede al suo corrispondente nell'altro: se vi è una logica 1, il corrispondente è inverso; se vi è una logica 0, il bit corrispondente nell'altro gruppo rimane com'è.
Qualche esempio. Consideriamo che il "data" (come dire uno dei due gruppi di 8 bits) sia FF in tutti i casi: 1111 1111. "EOR, FF" inverte tutti i bit, dando un risultato di 00. Analogamente, "EOR, C0" inverte i primi due bits (C0 = 1100 0000), ed in tal modo il risultato sarà 0011 1111 = 3F.
Ed ecco infine un esempio più pratico. Come abbiamo detto lo scorso mese, scorrendo una colonna della testiera, si ha sempre la logica 1 per i quattro bits meno significanti. Il tasto "C", per esempio (indirizzo di colonna 1E8A) è decodificato in 8F.
Questo dato che non interessa può essere tolto come segue:

```
0C1E8A  LODA, R0
240F    EORI, R0
```

È da notare che è giusto e facile (perciò più "logico") in questo caso, impiegare una

PHILIPS

microprocessor
2650

signetics

signetics

Tabella 9

Logica

descrizione		esempio	commenti
AND al registro Zero	(ANDZ)	41	R ≠ RØ
AND Immediato	(ANDI)	44xx	xx = dati
AND Relativo	(ANDR)	48yy	yy = sostituzione
AND Assoluto	(ANDA)	4Czzzz	zzzz = indirizzo
Or Inclusivo al registro Zero	(IORZ)	61	
Or Inclusivo Immediato	(IORI)	64xx	xx = dati
Or Inclusivo Relativo	(IORR)	68yy	yy = sostituzione
Or Inclusivo Assoluto	(IORA)	6Czzzz	zzzz = indirizzo
Or Esclusivo al registro Zero	(EORZ)	21	
Or Esclusivo Immediato	(EORI)	24xx	xx = dati
Or Esclusivo Relativo	(EORR)	28yy	yy = sostituzione
Or Esclusivo Assoluto	(EORA)	2Czzzz	zzzz = Indirizzo

istruzione AND sulla tavola dei dati: "ANDI F0" produce lo stesso risultato.

Rotazione

Le istruzioni "Rotate Register Right" e "Rotate Register Left" producono esattamente quanto segue: i dati in un registro specifico sono spostati di un posto alla destra o alla sinistra, rispettivamente. Se il bit "With Carry" nel PSL è resettato, il dato scorrerà intorno all'anello, fuori da un limite e dentro all'altro. Quando s'imposta il bit WC, tuttavia, le cose divengono un pochino più complicate: entrano in gioco i bits "Carry" ed "Interdigit Carry". Fortunatamente, non vi è la necessità di trattare la questione dettagliatamente: la figura 2 illustra tutte le possibilità!

Astuzie e sistemini

Qui inizia il divertimento! Quando si lavora attorno ad un computer per giochi, e si studia il software del monitor, per esempio, è possibile scoprire diversi "trucchetti" molto utili per programmare. I programmatori esperti ci hanno assicurato che si tratta di "giochetti" conosciuti, ma senza dubbio vi saranno dei lettori che non li conoscono ...

EORZ, R0

Nel linguaggio della macchina: "20". I dati nel registro zero sono portati per via exor all'ingresso dei dati del registro zero; ciò significa che se un bit è nella logica 1 è invertito, ma ogni logica 0 è lasciata così. Il risultato? 00 nel registro 0! Il vantaggio è che l'istruzione è più corta di un bit dell'equivalente "0400", per LODI, R0.

IORZ, R0

Questa istruzione ("60" nel linguaggio della macchina) non ha effetto nei dati del registro zero. Tuttavia, *si esegue* una operazione, anche se non ha effetti pratici, ed in tal modo i bits del Condition Code sono posti in accordo con i dati nel R0 : 01 per "positivo", 00 per "zero" e 10 per "negativo".

Moltiplicazione e divisione

Ruotare i dati nel registro di un posto a sinistra, è equivalente a moltiplicare per due (stando attenti che non intervenga il fuoriscala, ma è possibile far la prova relativa). Analogamente, anche lo spostamento sulla destra è una divisione. Come si fa a moltiplicare per tre? Nessun problema:

```
C1   STRZ, R1
D1   RRL, R1
81   ADDZ, R1
```

Lavoro ultimato.

I dati originali, nel registro zero, sono copiati nel registro uno; dopo la moltiplicazione per due, sono aggiunti ai dati originali nel registro zero.

LODI improvvisato

Nel corso di un programma, è spesso necessario richiamare certi dati ad intervalli regolari. Per esempio, la posizione orizzontale di un oggetto può dover essere modificata impiegando la tastiera. Una volta che i nuovi dati siano immessi nel PVI, è possibile lasciarveli indefinitivamente e la posizione orizzontale resta immutata. Tuttavia, la faccenda scomoda è che questa posizione non può essere letta tramite il PVI quando si richiede un aggiornamento della posizione.

L'unica soluzione è prendere nota dei dati del PVI tramite l'accumulo di alcuni punti nella memoria "normale".

Nel momento in cui si vuole rivedere una posizione, i dati presenti sono ricavati da questa memoria "improvvisata", rinnovati, ed i nuovi dati sono immessi nel PVI e nella memoria del tipo detto.

In tuttociò non vi è nulla di nuovo. Tuttavia, in pratica una piccola astuzia si dimostra pratica. Poichè il programma è posto in una memoria ad accesso casuale, non vi è nulla da fermare se si modificano le istruzioni nel corso del programma. Se consideriamo, per esempio, che i dati del registro uno debbano essere aggiunti a quelli della posizione orizzontale, ciò può essere ottenuto come segue:

```
0400     LODI, R0
81       ADDZ, R1
C87C     STRR, R0
CC1FCA   STRA, R0
```

La seconda parte dell'istruzione Carico Immediato, è impiegata come "scratch", cosicchè i dati della posizione orizzontale esistente siano caricati nello R0 quando è elaborata la prima istruzione.

Di seguito sono aggiunti i dati in R1, e le nuove informazioni relative alla posizione sono nuovamente poste nello "scratch".

Per finire, le stesse nuove informazioni, sono trasferite al PVI.

Comparando questo tipo di routine ad una più "normale" con l'ingresso 08C0, si può dire, per la memoria scratchpad:

```
0C08C0   LODA, R0
81       ADDZ, R1
CC08C0   STRA, R0
CC1FCA   STRA, R0
— — — —
08C0 = scratch
```

Ammettendo che la terza istruzione sia sostituita dalla versione "Store Relative Indirect" (C8FB, tanto per essere precisi), la routine è notevolmente più lunga di quella descritta.

Tabella 10

Operazioni logiche

Le operazioni logiche trattano ciascuna corrispondente coppia di bit nei due specificati data bytes ad 8 bit, in relazione alla tabella della verità che segue:

	Bit A (0 ... 7)	Bit B (0 ... 7)	Risultato
AND	0	0	0
	0	1	0
	1	0	0
	1	1	1
IOR	0	0	0
	0	1	1
	1	0	1
	1	1	1
EOR	0	0	0
	0	1	1
	1	0	1
	1	1	0

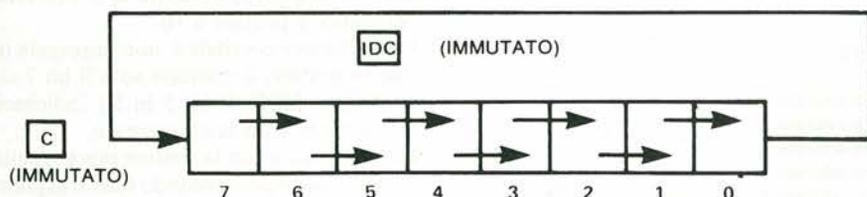
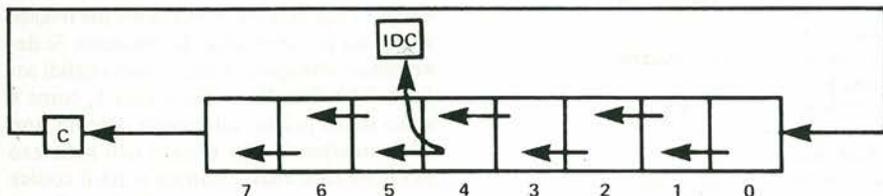
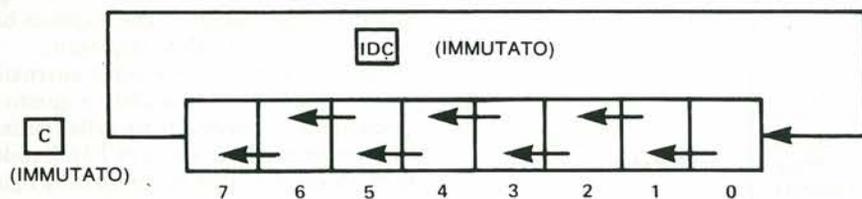
Esempi

Negli esempi che seguono, i dati originali nel registro zero, si considera che siano 0F.

```
'ANDI, R0, 33' (4433):   dato A = 0F = 0000 1111
                         dato B = 33 = 0011 0011
                      risultato = 03 = 0000 0011
'IORI, R0, 33' (6433):   dato A = 0F = 0000 1111
                         dato B = 33 = 0011 0011
                      risultato = 3F = 0011 1111
'EORI, R0, 33' (2433):   dato A = 0F = 0000 1111
                         dato B = 33 = 0011 0011
                      risultato = 3C = 0011 1100
```

È da notare che tutte e tre le operazioni logiche possono anche essere considerate delle operazioni "bit-mask". Dopo una operazione AND, solo quel bit che é nei dati originali (dato A) rimane alla logica 1 specificata dagli uno nel bit mask (dati B). Contrariamente, dopo ogni istruzione Or inclusivo, solo quei bits che sono compresi nei dati A rimangono alla logica 0 che è specificato "di interesse" per gli zeri nel dato B. Infine, una operazione di Or esclusivo provoca l'inversione dei bit nei dati B ed in tal modo si ha la corrispondenza con i dati B.

2

RUOTA IL REGISTRO A DESTRA CON IL CARRY

RUOTA IL REGISTRO A DESTRA SENZA IL CARRY

RUOTA IL REGISTRO A SINISTRA CON IL CARRY

RUOTA IL REGISTRO A SINISTRA SENZA IL CARRY

La modifica dell'Absolute address

Il giochino descritto in precedenza, può essere usato per modificare un absolute address come è necessario nel corso di un programma. Il programma della figura di prova nella nuova registrazione ESS, per esempio, impiega il sistema di caricare una successione di vari dati nel PVI. La corrispondente sezione del programma (con piccole modifiche per ottenere risultati più interessanti) è riportata nella Tabella 11. Durante ogni passaggio attraverso il loop, la sequenza che viene dopo è presa in carica. In primo luogo, il secondo byte dell'indirizzo assoluto desiderato è riportato nel "data store" ("LODA, I-R1") ed accumulata nell'indirizzo 09D5, come dire il terzo byte dell'istruzione STRA. In seguito, il dato è recuperato (si tratta della seconda istruzione LODA, I-R1) e posto nel PVI all'indirizzo correntemente specificato. È da notare che questo indirizzo *non è* 1F00, senza relazioni circa quello che il listing dice: "1Fxx" sarebbe più giusto ove xx è l'indirizzo dei dati ricavato dalle istruzioni del primo LODA, I-R1.

Vi sono, ovviamente, variazioni di ogni sorta sullo stesso principio. Il tema da realizzare e che può essere utilissimo è modificare le istruzioni nel corso di un programma. Tenendo conto di ciò, gli esempi pratici possono essere trovati regolarmente mentre si sviluppa il programma!

L'impiego delle monitor routines

Il software completo per il monitor è accumulato nella ROM, ed in tal modo non vi è possibilità di modificarlo. Tuttavia, è portato ai normali accessi di memoria, cosicchè non vi è nulla da fermare mentre si usano le subroutines del monitor come parti di un programma differente. In molti casi, l'unica restrizione è che la routine del monitor deve terminare con una istruzione di ritorno incondizionata (RETC, UN = 17).

In più, il dato iniziale talvolta deve essere impostato correttamente prima d'iniziare la routine del monitor.

Tuttavia, anche con queste restrizioni, noi abbiamo scritto una lista parecchio estesa di subroutines utilizzabili. Alcune sono state provate in pratica; il resto è a livello di possibilità di utilizzo teorico.

Controllo alla tastiera

Un controllo completo alla tastiera, che includa gli errori di contatto e la reiezione alla doppia battitura erronea; si inizia con l'indirizzo 0181.

Quando è impostato, impiega il registro basso. Se ciò è scomodo, la routine può iniziare con l'indirizzo 0183 prima di effettuare il clear per il bit "With Carry" e il "Carry" nel Program Status Lower.

Vi sono da notare due punti ulteriori: la routine può essere ripetuta due volte in successione (preferibilmente in modo consecutivo, impiegando il bit VRLE); in più la posizione di memoria 089F deve essere sottoposta a clear ancora prima dello scan iniziale. Una routine completa è esposta nella Tabella 12. Dopo aver effettuato il

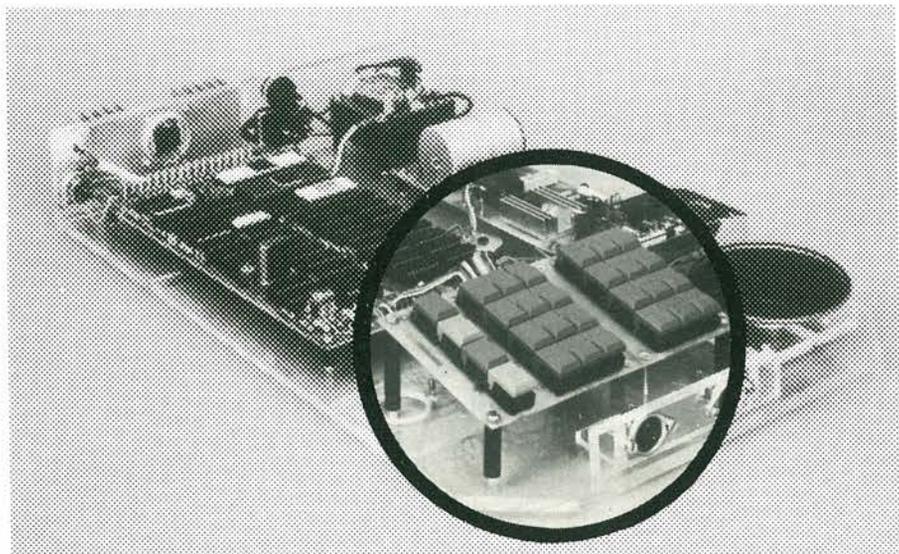



Tabella 11

Ø9C7	762Ø	PPSU, II	
Ø9C9	Ø56E	LODI, R1	
Ø9CB	ØD49E2	LODA, I-R1	(indirizzo)
Ø9CE	C8Ø5	STRR, RØ	
Ø9DØ	ØD49E2	LODA, I-R1	(dato)
Ø9D3	CC1FØØ	STRA, RØ	(Ø9D5 = scratch)
Ø9D6	5973	BRNR, R1	
Ø9D8	ØC1E88	LODA, RØ	
Ø9DB	F42Ø	TMI, RØ	Ritorno al monitore se "PC"
Ø9DD	9879	BCFR	
Ø9DF	1FØØØØ	BCTA, UN	
Ø9E2	5Ø ØC	data-address	VC 1 . . . 4
Ø9E4	5Ø IC	data-address	
Ø9E6	5Ø 2C	data-address	
Ø9E8	5Ø 4C	data-address	
Ø9EA	FE ØD	data-address	VODI . . . 4
Ø9EC	FE 1D	data-address	
Ø9EE	FE 2D	data-address	
Ø9FØ	FE 4D	data-address	
Ø9F2	22 ØA	data-address	HC 1 . . . 4
Ø9F4	42 1A	data-address	
Ø9F6	62 2A	data-address	
Ø9F8	82 4A	data-address	
Ø9FA	AA CØ	data-address	dimensione
Ø9FC	Ø9 C1	data-address	
Ø9FE	Ø9 C2	data-address	colore
ØAØØ	19 C6	data-address	
ØAØ2	ØØ ØØ	data-address	FORMA 1
ØAØ4	ØØ Ø1	data-address	
ØAØ6	ØØ Ø2	data-address	
ØAØ8	74 Ø3	data-address	
ØAØA	44 Ø4	data-address	
ØAØC	74 Ø5	data-address	
ØAØE	44 Ø6	data-address	
ØA1Ø	44 Ø7	data-address	
ØA12	77 Ø8	data-address	
ØA14	ØØ Ø9	data-address	
ØA16	ØØ 1Ø	data-address	FORMA 2
ØA18	ØØ 11	data-address	
ØA1A	ØØ 12	data-address	
ØA1C	75 13	data-address	
ØA1E	45 14	data-address	
ØA2Ø	76 15	data-address	
ØA22	45 16	data-address	
ØA24	45 17	data-address	
ØA26	75 18	data-address	
ØA28	ØØ 19	data-address	
ØA2A	ØØ 2Ø	data-address	FORMA 3
ØA2C	ØØ 21	data-address	
ØA2E	ØØ 22	data-address	
ØA3Ø	77 23	data-address	
ØA32	25 24	data-address	
ØA34	25 25	data-address	
ØA36	25 26	data-address	
ØA38	25 27	data-address	
ØA3A	27 28	data-address	
ØA3C	ØØ 29	data-address	
ØA3E	ØØ 4Ø	data-address	FORMA 4
ØA4Ø	ØØ 41	data-address	
ØA42	ØØ 42	data-address	
ØA44	7Ø 43	data-address	
ØA46	5Ø 44	data-address	
ØA48	6Ø 45	data-address	
ØA4A	5Ø 46	data-address	
ØA4C	5Ø 47	data-address	
ØA4E	5Ø 48	data-address	
ØA5Ø	ØØ 49	data-address	

Indirizzo di inizio Ø9C7. Il ritorno al monitor si effettua con il tasto PC.

preset ed aver iniziato la routine con "attendere per il VRLE", il primo scan richiesto è: "3F0183 BSTA, UN".
Dopo lo scan, i due bits più alti in R1, indicano lo "scan status". Se il bit 6 è nella logica 1, si ha i primo scan e ne serve uno successivo; il programma torna alla routine "attendere per VRLE". Dopo il secondo scan il bit 6 è nella logica 0 ed il bit 7 indica se un tasto è stato azionato durante i due scans: in caso positivo si avrà uno, e se nessuno dei due tasti è stato premuto apparirà zero. È da notare che "il tasto azionato" (il bit 7 è allo stato 1) corrisponde ad un numero negativo, cosicchè la condizione del codice è portata a 10.
Una ulteriore possibilità, non impiegata in questa routine, è resettare solo il bit 7 all'indirizzo 089F. Il bit 5 in R1 indicherà quindi se vi è un tasto premuto.
Per continuare con la routine esposta nella Tabella 12, dopo il secondo scan (raggiungendo l'indirizzo 0FE6, in altre parole) i cinque bits più bassi in R1 danno il numero del tasto impiegato. Il numero corrispondente esadecimale è elencato nella figura 3a; l'indicazione nell'angolo in alto a destra corrisponde all'indicazione per il tasto suggerita per la routine del monitor. Si deve notare che questi numeri sono validi *solo* se il bit 7 in R1 è alla logica 1, come è stato detto prima; altrimenti, appare uno 00 ammettendo che il dato nell'indirizzo 089F sia cancellato, oppure si ha il codice precedente se è resettato solo il bit 7.
Questi codici per i tasti sono ideali in molte applicazioni.
Sono particolarmente utili visto che i quattro bits più bassi sono identici nella maggioranza delle tastiere, e che il quinto bit indica quale tasto è stato impiegato.
Tuttavia, in certi casi, un codice alternativo è più facilmente utilizzabile, e questo è ottenuto dalla seconda parte della routine (dagli indirizzi 0FE6 sino a 0FF5). Il codice trasporto per i tasti mostrato nella figura 3b può essere trasferito nel registro 0. Questo codice ha diversi vantaggi. Per i "tasti dei numeri" i dati semplicemente corrispondono al numero del testo.
Tutti gli altri tasti sono distinti dal fatto che il bit 7 è nella logica 1; in più, il bit 6 è alla logica 1 per i tasti "+" e "—" solamente. Similmente il bit 5 identifica unicamente i tasti RCAS e WCAS. L'unico svantaggio è che il controllo superiore (UC) ed il controllo inferiore (LC) con i tasti di reset (gli ultimi, solo se i tasti sono collegati come parti della tastiera generica) sono tutti traslati come 80, poichè non sono impiegati nella routine del monitor.
Infine, una subroutine addizionale che impiega la routine di scan della tastiera, è inclusa dall'indirizzo 0FF6 nella situazione "attendere per il rilascio del tasto". Questa routine ripete semplicemente lo scan dei tasti sino a che non si ottiene l'indicazione "30" per "nessun tasto".

Alcune piccole routines

Dopo la trattazione estesa sulle routines di scan della tastiera, possiamo vedere come diversivo, probabilmente benvenuto, alcune piccole subroutines.

Il Clear duplica

L'istruzione "3F009E" (BSTA, UN, 009E) fa sì che lo FE possa essere caricato in uno dei quattro "vertical offset duplicate", indirizzi: 1F0D, 1F1D, 1F2D e 1F4D. Il risultato è che solo i simboli di base appaiono sullo schermo, senza alcun duplicato. Alternativamente, ogni altro vertical offset desiderato può essere caricato durante il primo immagazzinamento nello R0, inizia quindi la subroutine all'indirizzo 00A0. In questa routine s'impiega solo il registro zero.

la cancellazione degli oggetti

I dati che determinano la forma degli oggetti possono essere cancellati portando 00 a tutti gli ingressi tramite 1F00 a 1F4F. Ciò è ottenuto con la subroutine che inizia all'indirizzo 016E.

Ogni altro dato presente nello R0 (FF per dire) può essere caricato in questi indirizzi iniziando la subroutine all'indirizzo 016F. Registri impiegati: R0 e R2.

la divisione del registro

Gli 8 bit in un registro possono essere scritti come due caratteri esadecimali. Certe volte, ciò è utile per separare realmente questi due caratteri. Una subroutine che parte, l'indirizzo 035E, divide i dati in R1. Se i dati originali in questo registro erano "XY", la subroutine deve lasciare "0Y" nello R1 e caricare "OX" nello R0.

routines per portare il testo sul display

Vi sono, ed è ovvio, molte altre piccole subroutine disponibili nel software del monitor. Tuttavia, molte di queste sono in relazione diretta con le routines del display del testo, ed in modo è facile trattarle come gruppi separati.

per iniziare il PVI

Questa subroutine (che inizia all'indirizzo 0161) presetta il PVI per il display del testo. Ha gli effetti seguenti:

- misura 2 dell'oggetto ("A" nello 1FC0);
- colore giusto (oggetto giallo, schermo blu);
- 00 nello 1FC3 (form/pos);

Tabella 12

ØFDØ	2Ø	EORZ, RØ	presettati per il keyscan	effettuare lo scan della tastiera e decodificare
ØFD1	CCØ89F	STRA, RØ		
ØFD4	7712	PPSL, RS, COM		
ØFD6	75Ø9	CPSL, WC, C		
ØFD8	ØCIFCB	LODA, RØ	attendere per il VRLE	
ØFDB	F44Ø	TMI, RØ		
ØFDD	9879	BCFR		
ØFDF	3FØ183	BSTA, UN	Gosub Keyscan	
ØFE2	F54Ø	TMI, R1	ripetere se è il primo scan	
ØFE4	1872	BCTR		
ØFE6	Ø1	LODZ, R1	caricare "30" se nessun tasto, altrimenti caricare il codice translato ed effettuare il ritorno	
ØFE7	1AØ5	BCTR		
ØFE9	Ø43Ø	LODI, RØ		
ØFEB	751Ø	CPSL, RS		
ØFED	17	RETC, UN		
ØFEE	451F	ANDI, R1		
ØFFØ	ØD6122	LODA, I/R1		
ØFF3	751Ø	CPSL, RS		
ØFF5	17	RETC, UN		
ØFF6	3B58	BSTR, UN	(Keyscan nessun tasto)	attendere che il tasto sia rilasciato ed effettuare il ritorno
ØFF8	F43Ø	TMI, RØ		
ØFFA	987A	BCFR		
ØFFC	17	RETC, UN	ritorno	

Registri impiegati: R0, R1', R2', R3';
Livelli di subroutines impiegati:2 per il "keyboard scan"
3 per il "wait for key release"

- suono spento;
- score disabilitato ("AA" nello 1FC8 e nello 1FC9);
- cancellazione dell'oggetto ("00" nello 1F00 ... 1F4F).

È da notare che tutti i dati di posizione degli oggetti sono portati a 00 da questa routine! In più i dati di fondo *non* sono cancellati; il background è semplicemente reso "invisibile" colorando identicamente lo schermo.

Registri impiegati: R0, R1, R2.

Dati dei messaggi

Quando si scrive un testo sullo schermo, è necessario ovviamente impostare un gran numero di dati nell'area del "formato oggetto" del PVI.

Fortunatamente, diversi caratteri sono preprogrammati nel software del monitor, come sono elencati nella Tabella13. I primi 28 (sino al segno "x" incluso) sono deliberatamente programmati; il resto è "accidentale". Uno scan completo di tutti i caratteri e di altre forme, che può essere ottenuto in questo modo, è incluso come una delle routines nella Colonna 2 nel disco ESS 006.

Per ottenere una linea di testo sullo schermo, il codice derivato dalla Tabella 13 deve essere caricato negli indirizzi 0890 ... 0897: otto caratteri in tutto di ciascuna linea. Se si vogliono ottenere degli spazi, si deve immagazzinare il codice "17" negli indirizzi corrispondenti.

In alcuni casi, può essere utile immagazzinare 8 spazi, quindi immagazzinare il carattere o i due caratteri richiesti. Vi è una subroutine per fare ciò, che inizia all'indirizzo 02D9; impiega R0 e R2.

Un esempio di programma può servire a chiarire i punti trattati nel complesso. La routine data nella Tabella 14 (derivata dalla Tabella 7 dell'articolo dello scorso mese)

3

a

Sistema tasti	tastiera a sinistra			tastiera a destra		
UC ØF	RCAS Ø3	WCAS Ø7	C ØB	D 13	E 17	F 1B
STRT ØE	BP Ø2	REG Ø6	8 ØA	9 12	A 16	B 1A
LC ØD	PC Ø1	MEM Ø5	4 Ø9	5 11	6 15	7 19
RESET ØC*	– ØØ	+ Ø4	Ø Ø8	1 1Ø	2 14	3 18

** È da notare che questo codice è ottenuto solamente se questi tasti sono collegati come parte di una normale tastiera, e non se sono collegati direttamente al reset input, come avviene nel sistema d'interconnessioni della tastiera suggerita.

b

Sistema tasti	tastiera a sinistra			tastiera a destra		
UC 8Ø	RCAS 9Ø	WCAS 93	C ØC	D ØD	E ØE	F ØF
STRT 8A	BP 84	REG 87	8 Ø8	9 Ø9	A ØA	B ØB
LC 8Ø	PC 8D	MEM 81	4 Ø4	5 Ø5	6 Ø6	7 Ø7
RESET 8Ø*	– CØ	+ EØ	Ø ØØ	1 Ø1	2 Ø2	3 Ø3

3Ø = nessun tasto premuto

* vedi la nota in figura 3a

produce un display completo dei caratteri più utili.
Dopo l'usuale istruzione "interrupt inhibit", il primo passo è iniziare il PVI come è stato detto prima: "3F0161".
In seguito R3 ed R1 sono presettati, per un

numero totale di caratteri (42 = 2A) ed il numero di caratteri per linea (07) rispettivamente; il codice desiderato per il carattere è impostato dall'indirizzo 0930.
La routine "carica 8 spazi" è inclusa nel nuovo passo ("3F02D9).
Non è strettamente necessaria in questo caso (si sono già caricati sette caratteri per ogni linea, ed uno spazio in più può essere aggiunto facilmente) ma serve per illustrare il principio. I piccoli loop che seguono (da 090C a 0912) trasferiscono la prima linea dei numeri di codice (dall'indirizzo 0953) al "message line scratch" (dall'indirizzo 0890).
Possiamo ora venire alla successiva subroutine del monitor:

carico della Mline

Questa subroutine del monitor (all'indirizzo 020E) sposta il codice immesso nel "message line scratch" al corrispondente "shape data" per i quattro oggetti, ed immagazzina i risultati in un "display scratch" (dall'indirizzo 0800 sino a 088F, per tutte e sei le linee!)
Siccome questa routine impiega quattro registri attivi (R0 ... R3), altera il dato di conteggio del carattere in R3. Una soluzione può essere impiegare l'istruzione "Load immediate" nell'indirizzo 0907 come è stato detto in precedenza. In questo programma si usa una soluzione alternativa: si seziona il gruppo di registro superiore prima di iniziare con la subroutine.
Il passo successivo è provare quali dei caratteri, in tutte le sei linee, sono stati caricati. Durante tuttociò, non è che il programma vada all'indirizzo 0927 dando luogo ad una nuova subroutines:

lo scroll

Per essere più precisi, questa subroutine (dall'indirizzo 02CF) deve essere messa in lista come "scroll and load 8 spaces in Mline). Gli effetti che derivano sono i seguenti:

- tutti i dati relativi al display degli oggetti, nel "display scratch" sono spostati in alto di una linea, dalla sesta alla quinta, dalla quinta alla quarta e così via; il dato per prima linea va perso;
- il codice per "spaziare" (17) è caricato

Tabella 13

carattere	codice	carattere	codice	carattere	codice	carattere	code
0	00	A	0A	P	14	?	5F
1	01	b	0B	r	15	. .	8A
2	02	C	0C	=	16	n (1)	AA
3	03	d	0D	spazio	17	I	BB
4	04	E	0E	+	18	T	BC
5	05	F	0F	—	19	I	DF
6	06	G	10	:	1A	: (2)	E6
7	07	L	11	x	1B	•	F7
8	08	I	12			! (3)	A2
9	09	n	13				

Note:
(1) questo n è leggermente più grande della versione "ufficiale" (codice 13) e lo si vede meglio fra le maiuscole.
(2) analogamente, questo segno di due punti è più grande di quello ottenuto con il codice 1A, che può essere impiegato.
(3) il punto esclamativo è in realtà troppo piccolo, ma purtroppo non vi è una versione migliore ...
(4) lo 0 (codice 00) può essere impiegato come lettera O; analogamente, il 5 forma un buon S ed il 2 può passare come lettera Z

Table 14

```
0900        7620      PPSU, II
0902        3F0161    BSTA, UN     (cancellazione/inizio del PVI)
0905        072A      LODI, R3
0907    ┌──►0507      LODI, R1
0909    │   3F02D9    BSTA, UN     (caricare otto spazi)
090C    │  ►0F4930    LODA, I-R3   (messline data)
090F    │  │CD4890    STRA, I-R1
0912    │  └5978      BRNR, R1
0914    │   7710      PPSL, RS
0916    │   3F020E    BSTA, UN     (caricare la Mline)
0919    │   7510      CPSL, RS
091B    │ ┌─5B0A      BRNR, R3
091D    │ │►0C1E89    LODA, R0    │
0920    │ ││F410      TMI, R0     │ attendere che il tasto "+" si rilasci
0922    │ │└1879      BCTR        │
0924    │ │ 1F0038    BCTA, UN     ritornare al monitor
0927    │ └►7710      PPSL, RS
0929    │   3F02CF    BSTA, UN     (scroll)
092C    │   7510      CPSL, RS
092E    └───1B57      BCTR, UN

0930        5F A2 17 8A 17 E6 F7 sesta linea    ┐
0937        02 16 17 18 19 1A 1B quinta linea   │
093E        AA 13 00 14 15 05 BC quarta linea   │
0945        0E 0F 10 12 DF 11 BB terza linea    ├ DATI
094C        07 08 09 0A 0B 0C 0D seconda linea  │
0953        00 01 02 03 04 05 06 prima linea    ┘

Indirizzo d'inizio: 0900
```

nelle posizioni del messaggio ad otto linee.
Siccome la routine impiega il registro 0, 1 e 2, è di nuovo riempita dalle istruzioni del register-bank select. Non sarebbe necessario, in questo caso visto che l'unico dato di registro che deve essere conservato è R3, ma ancora una volta il tutto è incluso per illustrare il principio.
Dopo questa routine, il programma ricomincia con l'indirizzo 0907, per caricare la riga successiva.
Una volta che tutte le sei linee sono caricate, l'istruzione di andare all'indirizzo 091B non può essere eseguita; i dati in R3 sono ora a zero. Un programma comune finisce così:

- attendere per il rilascio del tasto "+"; il programma è iniziato impiegando il tasto detto, ed il microprocessore è tanto veloce che termina il programma prima che si lasci andare a riposo il tasto!
- riportare il monitor all'indirizzo 0038.

Questo comando trasferisce il controllo al programma del monitor in modo tale che si prenda cura di far vedere il testo sullo schermo, pur senza scrivere un messaggio qualunque proprio!
Nella maggioranza dei casi, tuttavia, questa semplice procedura può non essere possibile. Per ottenere sullo schermo il messaggio serve una successiva subroutine:

mostra sei linee

Delle sei linee sullo schermo, ciascuna consiste di tutti e quattro gli oggetti; le linee da 2 a 6 sono in realtà dei duplicati, ovviamente.
Per ottenere il testo desiderato sullo schermo, occorre ricavare i dati per la forma dell'oggetto, per ciascuna linea, dal display scratch nel momento corretto, ed è necessario immagazzinarle nelle aree di forma dell'oggetto nel PVI.
La subroutine che esegue tuttociò inizia all'indirizzo 0055; impiega i registri R0, R1

ed R2. Per ottenere un corretto display, il bit "COM" nel PSL deve essere impiegato (istruzione: 7702 = PPSL, COM).
In più, il controllo deve essere trasferito a questa routine alla fine di ciascun quadro; il ritorno dalla subroutine non avviene prima che siano mostrate le sei linee. Ciò significa che tutti i programmi successivi o le altre routines possono essere eseguite appena prima o durante la "fine del quadro". Come illustrazione, il programma dato nella Tabella 14 può essere modificato in accordo con la Tabella 15. Tutti i testi mostrano le routines che ora sono incorporate nel programma.
Tuttavia, lo svantaggio è ovvio allorchè si impiega il tasto PC: inizialmente il monitor riprende i dati dal "message line scratch", poi effettua lo "scroll" e di seguito aggiunge la "PC =". Tutto questo non migliora certo il display ...

Possibilità d'interrompere

Nello scorso mese, il nostro consiglio riguardante la "interrupt facility" poteva essere ridotto a quattro parole: non si deve impiegarlo. Tuttavia, noi stessi a volte non seguiamo il nostro consiglio: si veda il programma "space-shoot-out" nella nuova registrazione ESS!
Non che ci consideriamo particolarmente esperti in questo campo, ma almeno ora noi abbiamo una certa esperienza per ripensarci. Due o tre astuzie tecniche, in particolare:

Selecting interrupts

Il PVI genera le richieste d'interruzione ogni volta che un oggetto (o duplicato) è completo, ed alla fine di ogni quadro.
Sino a che non è impiegato il bit Interruptor Inhibit nel Program Status Upper, tutte queste richieste d'interrompere possono essere accettate. Non ha importanza ciò che causa l'interruzione (l'oggetto 1 completo? Il duplicato 3 completo? La fine del quadro? Altro? ...); il risultato deve essere lo stesso: il bit d'inibizione deve essere impiegato dal processore; il programma che scorre deve essere interrotto, ed il settore che inizia dall'indirizzo 0903 deve essere trattato come subroutine.
Se si assume che ai fini del programma interessi solo la fine del quadro, tutti gli altri comandi possono essere ignorati. Ciò non è troppo difficile: il bit di "senso" nel PSU è allo stato logico 1 alla fine del quadro, cosicchè la subroutine interrotta all'indirizzo 0903 può essere iniziata come segue:

```
0903    B480    TPSU, sense
0905    36      RETE
```

Se non è impiegato il sense bit, l'istruzione TPSU risulta nella condizione del codice 10. L'istruzione "return and enable interrupt" (RETE) è quindi eseguita, terminando la subroutine interrupt! Solo se il sense bit dimostra d'essere nella logica 1, alla fine del quadro, la successiva interrupt routine può essere eseguita.
Usualmente, avviene così, perchè si tratta solamente di un problema secondario, che si può risolvere in un minuto.
È possibile selezionare una più nutrita procedura di interrupt.

Tabella 15

- si devono cambiare le istruzioni all'indirizzo 0924 come "1F095A" (invece che 1F0038);
- si devono aggiungere le seguenti parti del programma:

095A	0C1FCB	LODA, R0	
095D	F440	TMI, R0	attendere per VRLE
095F	9879	BCFR	
0961	0C1E88	LODA, R0	
0964	F420	TMI, R0	ritornare al monitor se "PC"
0966	1C0000	BCTA	
0969	7702	PPSL, COM	
096B	3F0055	BCTA, UN	vedere 6 linee
096E	1B6A	BCTR, UN	

Tabella 16

0900	1F0958	BCTA, UN	
0903	B480	TPSU, sense	sola interruzione verticale
0905	16	RETC	
0906	B440	TPSU, flag	
0908	1808	BCTR	
090A	7640	PPSU, flag	set/reset del flag on
090C	20	EORZ, R0	quadri alternativi
090D	CC089F	STRA, R0	scan della tastiera
0910	1B02	BCTR, UN	routine
0912	7440	CPSU, flag	
0914	3F0181	BSTA, UN	
0917	9A38	BCFR	(nessun tasto)
0919	01	LODZ, R1	
091A	451F	ANDI, R1	tradurre il codice dei tasti
091C	0D6122	LODA, I/R1	
091F	E4E0	COMI, R0	se il tasto è "+", branch
0921	182E	BCTR	
0923	F480	TMI, R0	ritornare al monitor
0925	1C0000	BCTA	se il tasto di controllo
0928	C804	STRR, R0	
092A	3F02CF	BCTA, UN	conservare il dato in R0
092D	0400	LODI, R0	ed effettuare lo scroll
092F	D0	RRL, R0	
0930	D0	RRL, R0	R0 × 8
0931	D0	RRL, R0	
0932	0608	LODI, R2	
0934	82	ADDZ, R2	
0935	C1	STRZ, R1	
0936	0D4961	LODA, I-R1	caricare la Mline
0939	CE4890	STRA, I-R2	
093C	5A78	BRNR, R2	
093E	3F020E	BSTA, UN	
0941	0C1E8A	LODA, R0	
0944	6C1E8C	IORA, R0	
0947	6C1E8D	IORA, R0	
094A	6C1E8E	IORA, R0	attendere che il tasto si rilasci
094D	44F0	ANDI, R0	
094F	9870	BCFR	
0951	3F0055	BSTA, UN	leggere 6 righe
0954	7420	CPSU, II	attendere per l'interruzione
0956	1B7C	BCTR, UN	
0958	7620	PPSU, II	
095A	3F0161	BSTA, UN	cancellare/iniziare il PVI
095D	7702	PPSL, COM	ed impostare il bit COM
095F	1B73	BCTR, UN	
0961	05 BC 0A 15 BC 17 17 17		dato 0
0969	0B 0E 10 12 AA 17 17 17		dato 1
0971	0A AA 0F 0A AA 10 17 17		dato 2
0979	0D 0E 0B 56 BC 17 17 17		dato 3
0981	0E AA 0D 17 17 17 17 17		dato 4
0989	0E 12 AA 0D 0E 17 17 17		dato 5
0991	0E AA 0D 0E 17 17 17 17		dato 6
0999	0F 12 AA 17 17 17 17 17		dato 7
09A1	0F 56 AA 17 17 17 17 17		dato 8
09A9	11 00 11 17 17 17 17 17		dato 9
09B1	05 14 0A 05 05 17 17 17		dato A
09B9	15 12 10 00 11 0A 0D 0E		dato B
09C1	AA 12 0C 0E 17 17 17 17		dato C
09C9	0A 0A 15 0D 12 10 17 17		dato D
09D1	AA 0E BC BC 17 17 17 17		dato E
09D9	10 0E AA BC 12 11 0E 17		dato F

Nel programma "space shoot-out" menzionato prima, il programma inizia realmente come segue:

0900	1F0090B	BCTA, UN	(al programma principale)
0903	B480	TPSU, sense	
0905	1C0A10	BCTA	(alla routine d'interruzione verticale)
0908	1F09D5	BCTA, UN	(alla routine d'interruzione dell'oggetto)
090B	7620	PPSU, II	(il programma principale inizia qui)

In questo caso, se il sense bit è impiegato, la parte condizionale all'indirizzo 0905 è eseguita, iniziando la interrupt routine della fine-del-quadro. Altrimenti, questa istruzione è ignorata e l'estensione che segue (incondizionata) inizia la routine interrotta che completa l'oggetto.
L'ultima detta inizia con una successiva routine di prova:

09D5	0C1FCA	LODA, R0	oggetto 3
09D8	F402	TMI, R0	completo?
09DA	36	RETE	se non, ritorna

Il risultato finale è che solo due richieste d'interruzione possono essere accettate: quella della fine del quadro e quella dell'oggetto 3 (o del duplicato dell'oggetto 3) completato.
Tutte le interruzioni relative agli altri oggetti o duplicati completi saranno ignorate.
Quando si prova questo programma, s'incontra un problema.
Talvolta, la routine della fine di quadro è ignorata. Questo errore è stato individuato nel fatto che un "oggetto 3 completo" produce l'interruzione appena prima del quadro ed inizia la corrispondente routine, in tal modo si ha un "over-runs" alla fine del quadro perchè non vi è alcuna interruzione verticale! La soluzione, in questo caso, è semplice: essere sicuri che nessun "oggetto 3 completo" causi delle interruzioni prima della fine del quadro, selezionando una sequenza giusta per i valori del "vertical offset duplicate".

Tabella 17

0900	1F0990	BCTA, UN	
0903	B480	TPSU, sense	sola interruzione verticale
0905	16	RETC	
0906	B440	TPSU, flag	
0908	1804	BCTR	il flag sui quadri alternati
090A	7640	PPSU, flag	
090C	1B02	BCTR, UN	
090E	7440	CPSU, flag	
0910	0D1FCC	LODA, R1	
0913	0E1FCD	LODA, R2	conservare i dati della leva di comando
0916	C90B	STRR, R1	
0918	CE095C	STRA, R1	
091B	3F0055	BSTA, UN	leggere 6 linee
091E	0702	LODI, R3	
0920	0602	LODI, R2	
0922	0500	LODI, R1	dati della leva! (IFCC)
0924	B440	TPSU, flag	
0926	1802	BCTR	
0928	0604	LODI, R2	
092A	0418	LODI, R0	
092C	CC096D	STRA, R0	
092F	04E0	LODI, R0	
0931	CC0984	STRA, R0	
0934	04CD	LODI, R0	presettati per la subroutine
0936	CC0985	STRA, R0	
0939	0E4963	LODA, I-R2	
093C	CC0987	STRA, R0	
093F	CC098A	STRA, R0	
0942	3F035E	BSTA, UN	split register
0945	3F0967	BSTA, UN	
0948	0498	LODI, R0	
094A	CC096D	STRA, R0	
094D	040E	LODI, R0	presettati per la subroutine
094F	CC0984	STRA, R0	
0952	046D	LODI, R0	
0954	CC0985	STRA, R0	
0957	01	LODZ, R1	
0958	3F0967	BSTA, UN	
095B	0500	LODI, R1	dati della leva di comando! (IFCD)
095D	FB4B	BDRR, R3	
095F	7420	CPSU, II	attendere per l'interruzione
0961	1B7C	BCTR, UN	
0963	89 71 41 29		indirizzo dati

(continua nella prossima pagina) →

Nota:
agli indirizzi 096D, 0983 e 0985 si possono portare tutte le alternative indicate. Il programma modifica queste istruzioni, se richiesto!
Si inizi con l'indirizzo 0900.

Abilitazione dell'interrupt

Un attento sguardo al settore di programma dato prima (indirizzi da 0900 a 090B) può condurre ad una sorpresa: l'inizio del programma principale (all'indirizzo 090B) può inibirsi con l'impiego dell'interrupt! Ciò indicherebbe che non si possono accettare richieste d'interruzione, ed allora, a qual punto del programma si possono includere le routines d'interruzione?
Ovviamente, allo stesso punto del programma in cui le inibizioni dell'interrupt bit devono essere resettate. Come dire, *dopo* aver impostato tutte le scelte dei dati iniziali nel PVI ed aver presentato l'intera serie di bytes "scratch" nel programma.
Dopo che l'indirizzo 09D1 è sicuramente certo, si inseriscono le due istruzioni che seguono:

09D1	7420	CPSU, II	attendere per l'interruzione
09D3	1B7C	BCTR, UN	

Il processore, in tal modo, continua ad andare intorno a queste istruzioni, sino a che interviene un comando di interrupt. Dopodichè la routine di interrupt è eseguita (ancora impostando il bit di interrupt automaticamente); alla fine della routine di interrupt, un istruzione di "ritorno" provoca il salto indietro del processore nel loop di attesa. È da notare che il bit di inibizione dell'interrupt è resettato nel loop, ed in tal modo non ha importanza se vi è una istruzione "normale" di ritorno (diciamo 17) o una istruzione di ritorno ed abilitazione.
Come illustrazione dell'impiego dell'interrupt, è esposto un programma nella Tabella 16.
Non è facile ottenere gli stessi risultati senza impiegare questa scorciatoia! I dati che appaiono per l'indirizzo 0961 corrispondono ad una serie di sedici parole, una per ciascuno dei tasti "numerali". In altre parole, i dati possono essere ripresi dalla Tabella 13. È da notare che ciascuna parola deve consistere di 8 lettere o meno; se s'impiegano meno di 8 lettere, le posizioni rimanenti su ciascuna linea possono essere occupate da spazi (codice 17).

Leva di comando

Abbiamo lasciato per ultimo questo argomento, poichè non abbiamo questo gran che di esperienza con la detta ... Il principio di base è tuttavia semplicissimo.
Due indirizzi nel PVI, 1FCC e 1FCD, corrispondono al movimento a sinistra ed a destra, rispettivamente. Quando si è impostato il flag, la direzione verticale della barra è valutata, ed i risultati sono immagazzinati negli indirizzi corrispettivi; se il flag non è impostato, vi è l'esplorazione della posizione orizzontale. I dati nei due indirizzatori PVI sono validi solo alla fine del quadro, in altre parole quando il bit relativo al senso è nella logica 1.

Un valore basso dei dati nell'indirizzo 1FCC oppure 1FCD corrispond sia a "alto" che a "destro", in dipendenza della regolazione del flag durante il quadro precedente (quando avviene la conversione A-D).
La vera gamma di valori ottenuta da una leva rispetto all'altra, varia, sfortunata-

0967	7710	PPSL, RS	presettare R3
0969	0700	LODI, R3	
096B	F401	TMI, R0	
096D	1802/9802	BCTR/BCFR	
096F	0701	LODI, R3	
0971	440E	ANDI, R0	3 × R0
0973	C2	STRZ, R2	
0974	D2	RRL, R2	
0975	82	ADDZ, R2	
0976	0506	LODI, R1	impostare R1, R2
0978	81	ADDZ, R1	
0979	C2	STRZ, R2	
097A	0E4278	LODA, I-R2	
097D	5B04	BRNR, R3	
097F	D0	RRL, R0	
0980	D0	RRL, R0	
0981	D0	RRL, R0	
0982	D0	RRL, R0	
0983	44E0/440E	ANDI, R0	
0985	CD6829/ 6D6829	STRA/IORA, I/R1	
0988	CD6829	STRA, I/R1	
098B	F96D	BDRR, R1	
098D	7510	CPSL, R5	
098F	17	RETC, UN	
0990	7620	PPSU, II	
0992	3F0161	BSTA, UN	(cancellazione/inizio del PVI)
0995	04CC	LODI, R0	indirizzi presettati
0997	C80F	STRR, R0	
0999	0702	LODI, R3	
099B	0610	LODI, R2	
099D	0508	LODI, R1	
099F	7710	PPSL, RS	scroll
09A1	3F02CF	BSTA, UN	
09A4	7510	CPSL, RS	
09A6	0E49CC	LODA, I-R2	dati della Messline
09A9	CD4890	STRA, I-R1	
09AC	5978	BRNR, R1	
09AE	04C4	LODI, R0	indirizzi presettati
09B0	C876	STRR, R0	
09B2	7710	PPSL, RS	carico della Mline
09B4	3F020E	BSTA, UN	
09B7	7510	CPSL, RS	
09B9	0504	LODI, R1	
09BB	5A62	BRNR, R2	
09BD	FB5C	BDRR, R3	
09BF	7702	PPSL, COM	
09C1	1F095F	BCTA, UN	
09C4	01 0F 0C 0D		dati del messaggio di base
09C8	01 0F 0C 0C		
09CC	0F 11 0A 10 17 00 0F 0F		
09D4	0F 11 0A 10 17 00 AA 17		

mente! Ciò indica che non è facile scrivere un programma che sia utilizzabile in tutti i casi.
In pratica, il programma "space shootout" in una nuova registrazione ESS deve comprendere una routine della valutazione della leva di comando ... ma in tal modo si blocca! Il testo incluso con le spiegazioni delle registrazioni indica come riattivare il tutto.
Ovviamente, questo è uno stato di cose molto insoddisfacente. Tuttavia, vi è una soluzione. Il programma che appare nella Tabella 17 può essere impiegato sia per provare che per "calibrare" le leve di comando. Questo, legge i dati nei due indirizzi PVI, sia con il flag "on" che "off", e mostra i risultati sullo schermo come segue:

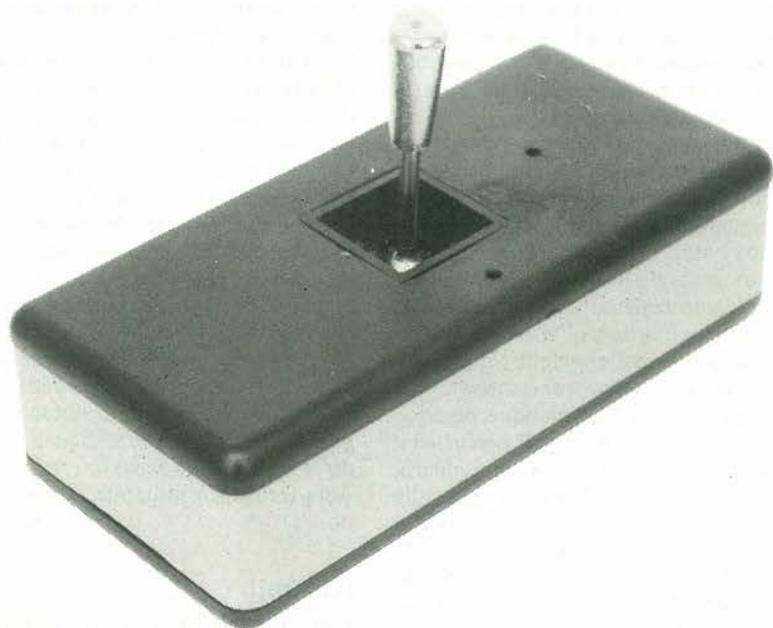
FLAG ON	(= orizzontale)
1FCC 75	(= sinistra)
1FCD AD	(= destra)
FLAG OFF	(= verticale)
1FCC 11	(= sinistra)
1FCD 83	(= destra)

I dati che si trovano nei due indirizzi sono aggiornati sullo schermo, come si vuole. I valori esposti prima (75, AD, 11, 83) sono appena degli esempi, senza una particolare indicazione.
Se le leve di comando sono collegate come è detto nell'articolo originale, l'indirizzo 1FCC deve corrispondere allo spostamento verso sinistra della barra di comando; il "Flag on" deve corrispondere al movimento verticale, ed i dati dei valori bassi devono essere ottenuti nelle posizioni "tutto in alto" oppure "tutto a destra". Ora, una richiesta. Se quei lettori che hanno un set di barre ci vogliono riferire i risultati ottenuti (sia con le barre centrate che nelle varie posizioni estreme) potremo avere qualche idea circa le tolleranze in gioco. Sarebbe interessante anche sapere quale valore è ottenuto quando le barre non sono collegate. Il nostro prototipo in questo caso legge "0D'. Con questa informazione può essere possibile lavorare su di una routine per una barra "universale".
In seguito, noi inizieremo a sviluppare un programma utilizzabile!

Concludendo

"E questo" di solito è seguito da "è tutto". Praticamente tutte le nostre esperienze, sino al minuto di andare in stampa, sono incluse in questi due articoli. Se scopriremo altre astuzie di programmazione, voi sarete i primi a conoscerle, tuttavia, la nostra speranza è che voi stessi possiate iniziare a sviluppare i vostri interessanti programmi, a vostra misura!

Errata-Corrige

Le informazioni date nel primo ESS per il computer per TV Games, o giochi TV, dicono che la velocità "ambientale" del gioco, può essere modificata cambiando i dati all'indirizzo 0D02.
Ciò purtroppo è sbagliato. Si tratta dell'indirizzo 0D20

Com'è possibile effettuare la ricerca a lunga distanza sulle onde corte? Perché le onde medie vanno bene solo per le distanze brevi durante il giorno? Vi sono molti "perché" connessi alla ricezione ad onde corte, e molti di noi sono all'oscuro circa la frequenza da scegliere, l'orario da preferire per l'ascolto, e cosa si può sentire.
Questo articolo sulla ionosfera è stato scritto per chiarire alcune perplessità relative all'ascolto delle emissioni ad onde corte.

ionosfera

Le comunicazioni radio a grande distanza, sono possibili perché sono riflesse dalla ionosfera, una regione dell'atmosfera terrestre che è collocata tra 90 e 320 km. La ionizzazione della ionosfera è attribuita alle radiazioni ultraviolette che provengono dal sole.
La parte ionizzata della ionosfera non è una fascia singola, ma è formata da diversi strati.

Lo strato E

A circa 100 km sulla superfice della terra, vi è lo strato utilizzabile più basso della ionosfera, lo strato E. Tale strato è tanto basso nell'atmosfera, che gli ioni liberi devono viaggiare per una distanza molto piccola allo scopo di ricomporsi con un elettrone. In tal modo si forma una particella neutra che non riflette le onde radio.
Per tale ragione, lo strato E è impiegabile durante le ore del giorno ed è più forte, in genere, verso mezzogiorno.
Al contrario, declina al tramonto.
Un fenomeno che merita un pò d'attenzione è lo "strato E sporadico", in genere di basso interesse per l'ascoltatore di segnali ad onda corta. Lo "E-Sporadico", si realizza tramite zone irregolari di ionizzazione relativamente densa, che fluttuano nello strato E. Queste zone, o "macchie" si formano in genere nelle regioni equatoriali, ma nei mesi estivi, si possono anche notare nelle zone temperate. Comunque, possono apparire in ogni momento. Il perchè ed il percome si formino non è ancora chiaro, ed in tal modo, effettuare predizioni sulla riflessione dello strato E non è possibile, o è virtualmente impossibile.
Di base, la distanza di comunicazione tramite un singolo "salto" sullo strato E, va da 650 km a 2000 km vedi la figura 1. I segnali generati sono molto forti, ma possono variare in una vasta gamma. I fenomeni di "E-sporadico" sono quelli che usualmente provocano la ricezione di segnali TV a lunga distanza. Il TV-DX, di per sé è un hobby molto interessante, ma esula dagli scopi di questo articolo.

Lo strato F

L'area, o regione o fascia dell'atmosfera che rappresenta il reale cavallo di battaglia per le comunicazioni a lunga distanza, è quella denominata F.
La fascia F si trova a circa 280 km sopra la terra. Durante il giorno, tuttavia, si divide in due zone separate: lo strato F1 e lo strato F2. Queste sono disposte a circa 225 km e a 320 km rispettivamente, nei giorni durante i quali il livello di ionizzazione è elevato: i giorni buoni!
Dopo il tramonto, gli strati si ricombinano nella fascia F singola. La massima distanza che si può avere per un segnale che compia un singolo rimbalzo sullo strato F, è di circa 4000 km vedi la figura 2, che mostra anche l'altezza relativa dei vari strati.
La regione F è ad un'altezza tanto elevata che gli ioni si ricombinano con gli elettroni per formare particelle neutre, molto lentamente. Il livello della ionizzazione inizia a calare dopo il tramonto e diviene sempre più bassa sino al minimo che corrisponde all'alba. Il calo progressivo della ionizzazione può essere rilevato notando il progressivo rarefarsi delle stazioni che potevano essere ricevute verso il termine più alto della frequenza utilizzata durante il giorno.

Lo strato D

Sotto lo strato E vi è una regione della ionosfera che non serve d'aiuto per le co-

Tabella 1

Bande di emissione broadcast in RF

Frequenza (kHz)	Banda (m)
2300 - 2945	120
3200 - 3400	90
3900 - 4000	75
4750 - 5060	60
5950 - 6200	49
7100 - 7300	41
9500 - 9775	31
11700 - 11975	25
15100 - 15450	19
11700 - 17900	16
21450 - 21750	13
25600 - 26100	11

Tabella 2

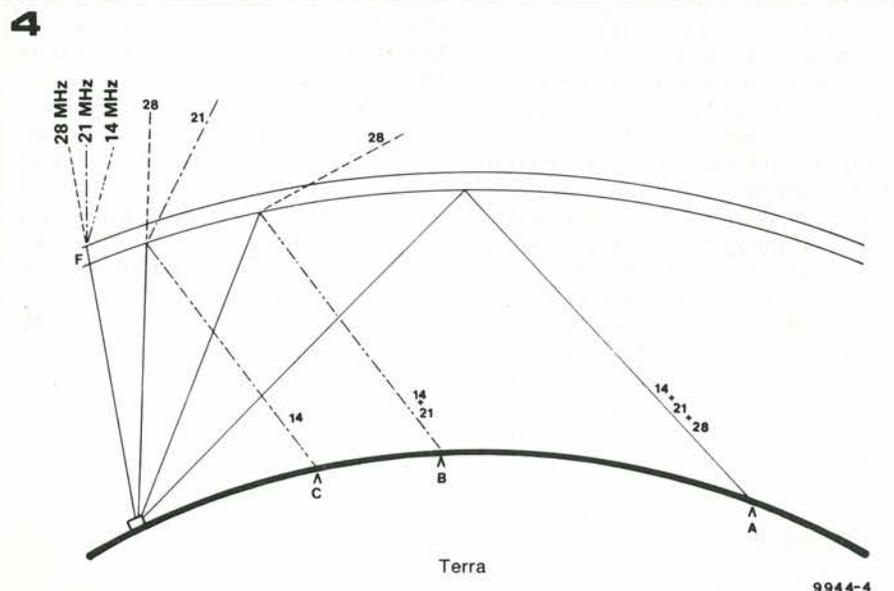
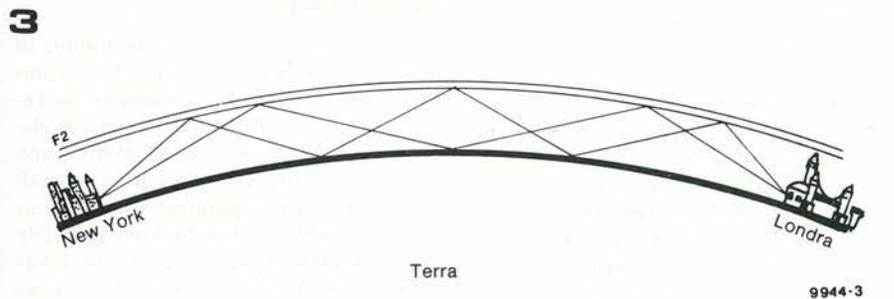
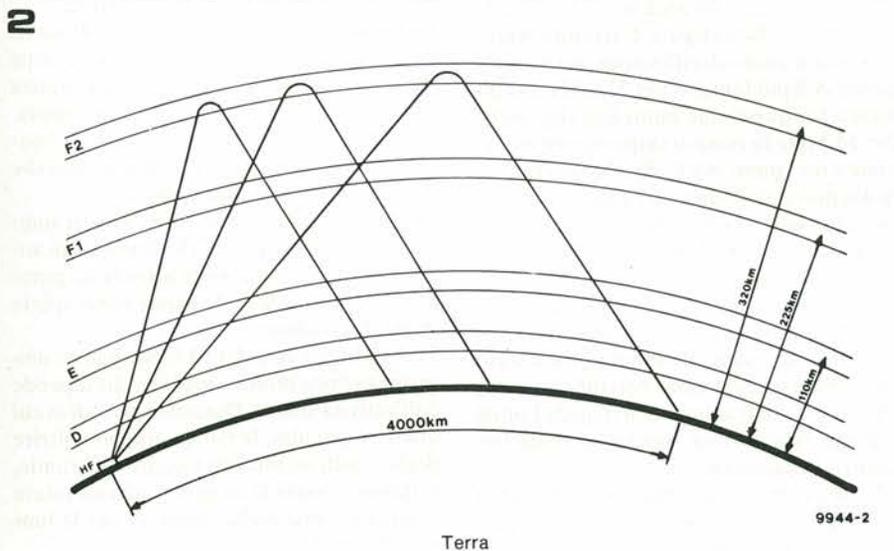
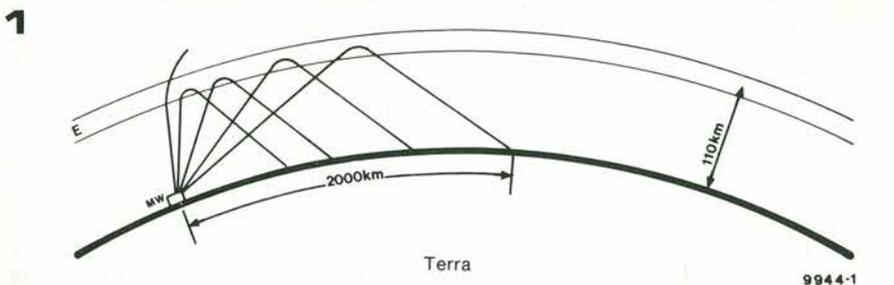
Bande amatoriali

Frequenza (MHz)	Banda (m)
1.8 - 2	160
3.5 - 4	80
7 - 7.3	40
14 - 14.35	20
21 - 21.45	15
27 - 29.6	10

1

2

3

4

municazioni, ma anzi al contrario piuttosto le ostacola! Questa regione viene detta lo strato D. Le emissioni radio dalla frequenza più bassa di 4 ... 8 MHz, possono essere completamente assorbite (invece che riflesse) da questo strato D. Ovviamente, le frequenze più alte assorbite e l'ammontare dell'assorbimento, sono funzioni della ionizzazione che a sua volta è in relazione diretta con l'altezza del sole. Lo strato D è più forte durante le ore meridiane a metà dell'estate. D'inverno è meno intenso.
Solo le radiazioni che hanno un angolo molto elevato possono in qualche modo attraversare lo strato D e di conseguenza essere riflesse a terra. Poichè nelle comunicazioni a lunga distanza si usano generalmente delle radiazioni ad angolo basso, si nota che quando lo strato D è fortemente ionizzato, è possibile solo comunicare a distanza relativamente breve.

Ricapitolando

Dal discorso che abbiamo portato avanti, si nota che la riflessione relativa dei vari strati dell'atmosfera è grandemente influenzata dal sole. Lo strato F, essendo il più alto è anche il più utile per le comunicazioni a lunga distanza.
In pratica, è attivo sulle ventiquattr'ore, ma diviene progressivamente più fievole al giungere della notte. Lo strato E serve meglio per comunicazioni a distanze inferiori, con le frequenze più basse che sono riflesse meglio. Tuttavia, quando la regione D si ionizza, ad assorbire queste frequenze più basse. Ciò limita l'impiego dei due nelle comunicazioni a media-breve distanza durante il giorno.
Tale effetto può essere bene apprezzato all'alba, d'estate, ascoltando nella gamma delle onde medie. Prima dell'alba si odono varie stazioni con i relativi segnali che provengono di lontano, ma quando il sole si affaccia all'orizzonte (irradiando le prime luci) le portanti in breve si attenuano.
In certi casi, l'effetto si ha durante pochi minuti. Al crepuscolo, le stazioni lontane tornano a farsi sentire, e i loro segnali s'incrementano man mano che l'oscurità progredisce.

Le macchie solari ed altri effetti

Vi sono logicamente molti fattori che incidono sulla possibilità della ionosfera di riflettere le onde radio.

Le macchie solari

Queste hanno, all'incirca, un ciclo di 11 anni tra la maggiore e la minore densità, comunque il ciclo può durare sia 9 anni che 13.
Il numero più elevato e più basso delle macchie varia grandemente da ciclo a ciclo, ma usualmente, il maggior conteggio ha un ciclo più regolare di quello basso. Non si deve comunque pensare che le macchie solari abbiano un andamento del genere sinusoidale.
Vi sono periodi nei quali il numero delle macchie aumenta ad un livello relativamente alto, mentre secondo il normale an-

damento la densità dovrebbe essere limitata. Questi periodi di eruzione isolati in genere non durano per più di due mesi.
Durante la parte "bassa" del ciclo la ionosfera è relativamente rarefatta e le condizioni di ricezione a frequenze elevate sono di conseguenza le peggiori. Quando il sole ha il maggior numero di macchie, la ionosfera è più forte e le comunicazioni sono buone sino al limite elevato della gamma a onde corte (da 30 MHz a 50 MHz).

Disturbi ionosferici e fading nelle onde corte (SID e SWF)

Allorché si verificano degli improvvisi aumenti nell'attività solare, come ciclopiche fiammate e tempeste, si notano dei bruschi mutamenti nell'attività ionosferica, e dei relativi strati.
In queste condizioni, la variazione nell'assorbimento della fascia D cresce improvvisamente per qualche minuto o qualche ora. L'incremento ha preso il nome di SID che significa in inglese "Sudden Ionospheric Disturbance" ed in italiano "disturbo ionsferico improvviso". Sia i SID che i SWF ("Shortwave Fade Outs" ovvero "evanescenze nelle onde corte") cambiano improvvisamente in intensità e durata, tuttavia hanno sempre una relazione diretta con l'attività solare.

La radiazione solare

Vi sono due specie principali di radiazioni solari, la luce ultravioletta e le particelle caricate. La luce viaggia attraverso la distanza che la separa dalla terra in circa 8 minuti, e gli effetti sulla ionosfera, di conseguenza sono molto rapidi. Le particelle, invece, si muovono ad una velocità inferiore, tanto che ci vogliono circa 40 ore, prima che abbiano qualunque effetto sull'atmosfera, quindi sulle comunicazioni. Questi effetti si intersecano usualmente con un alto assorbimento da parte dello strato D e della produzione di un'aurora boreale, e si manifestano ogni 27 giorni, il tempo di rotazione del sole.
Gli avvenimenti anormali possono continuare per 4 o 5 rotazioni del sole, in dipendenza della forza dei fenomeni originali.

Il "salto multiplo"

Come si vede nella figura 3, è possibile che il segnale compia più di un rimbalzo. Sebbene sia la riflessione ionosferica che quella terrestre assorbano una parte dell'intensità della portante, è possibile comunicare con mezzo mondo impiegando i "salti multipli". I livelli dei segnali ch procedono in questo modo sono quasi sempre bassi, o più bassi di quelli riflessi una volta sola, ed inoltre soffrono di una elevata distorsione così come di una marcata evanescenza.

L'evanescenza

Quando il segnale compie molti "rimbalzi" spesso si genera l'evanescenza, perchè vi sono due o tre percorsi da compiere, prima che possa raggiungere il ricevitore, ed in questi vi sono delle differenze di fase. Se uno o più di questi percorsi risulta instabile, vi sono dei mutamenti di fase, che possono cancellare completamente il segnale.
Altri fenomeni come fronti temporaleschi ed il movimento di grandi masse d'aria tendono a causare condizioni di ascolto radio instabile. Il termine evanescenza comprende in pratica un'infinita varietà di fenomeni.

Angolo di radiazione e "muf"

L'angolo con il quale il segnale trasmesso impatta sulla ionosfera ha una notevole importanza in relazione alla "skip distance", ovvero alla distanza di ricezione casuale. La distanza tra i punti più vicino e più lontano tra i quali si può comunicare in una determinata frequenza, vien detta la "skip zone". Nella figura 4, il punto B rappresenta il punto di riflessione più vicino e quello A il più lontano per 21 MHz, e la distanza tra questi due punti è la skip zone. Per 14 MHz la zona di skip o ricezione casuale è tra i punti A e C. Studiando la figura 4 si può vedere che con l'angolo di radiazione basso (l'irradiazione lascia l'antenna parallelamente alla superfice della terra) si ha una distanza di comunicazione maggiore rispetto a quella che si ottiene con un angolo più grande, come dire con una irradiazione dal maggior angolo. Va notato che l'effetto di riflessione non dipende però unicamente dall'angolo con il quale l'onda colpisce la ionosfera, ma anche dalla frequenza della stessa.
La "massima frequenza usabile" detta "muf", è la più elevata frequenza che può essere utilizzata per comunicazioni in un tempo dato.
La "muf" ha appunto un effetto preciso sulla distanza di rimbalzo, come si vede nella figura 4.
Con una "muf" di circa 28 MHz solo le irradiazioni che hanno un angolo molto basso sono riflesse a terra. Se la frequenza cala, la ionosfera appare più intensa e di conseguenza riflette le radiazioni che hanno un angolo d'incidenza più alto (si vedano i segnali a 21 e 14 MHz). Questo effetto può essere verificato ascoltando su di una frequenza vicina alla "muf" in un momento nel quale la ionosfera sta divenendo più rarefatta: la distanza di rimbalzo, in questa situazione, appare più lunga in quanto la stazione più vicina, che per la ricezione deve impiegare un angolo di riflessione più elevato giunge più evanescente rispetto alle stazioni più lontane che hanno i segnali riflessi con un angolo più basso.
Emerge dal discorso che abbiamo esposto che per le buone comunicazioni a lunga distanza, è importante che l'antenna concentri la maggioranza della potenza emessa in un basso angolo di radiazione. L'antenna del ricevitore deve essere a sua volta realizzata in modo da dare il suo massimo "guadagno" per le radiazioni a basso angolo. Se si desiderano delle portate di comunicazione più brevi, si deve impiegare una frequenza più bassa con un angolo di riflessione più ampio.

Le predizioni

Far predizioni sulla ricezione e sulla condizione ionosferica, è spesso un impegno arduo perchè vi sono moltissime variabili. Tuttavia, tenendo conto di vari fattori noti, è possibile metterli in relazione con le precedenti esperienze, e formulare delle previsioni generiche sulle condizioni di propagazione della banda per un dato tempo ed una determinata frequenza.

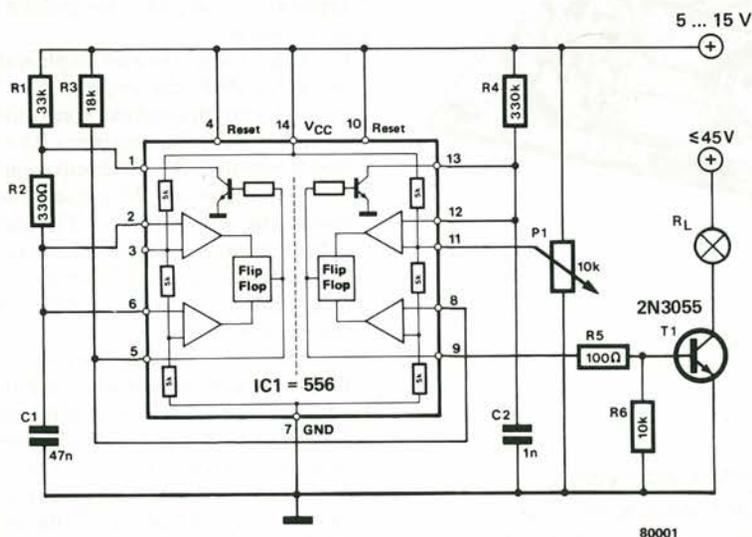
Dove e quando ascoltare

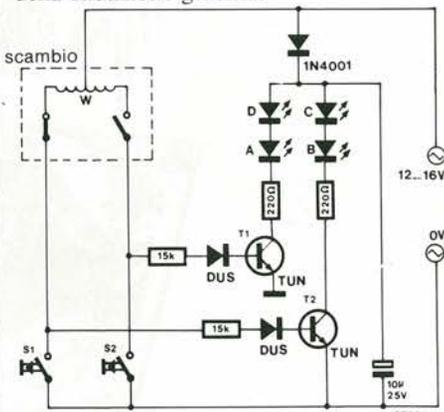
Le bande dei 90 metri e dei 75 metri sono di rado impiegabili per comunicazioni al di là dei 300 km durante il giorno, ma distanze più grandi sono usualmente ottenibili di notte. I rumori statici ed altri fenomeni parassiti atmosferici, d'estate, rendono problematico l'impiego di queste bande.
Le bande dei 60 metri, 49 metri e 41 metri hanno caratteristiche simili a quelle delle due bande inferiori, salvo che la distanza riscontrata durante il giorno è più ampia. Queste tre bande, inoltre tendono a rimanere aperte spesso di notte, più di quel che accada per le bande più elevate.
Le bande dei 31, dei 25 e dei 19 metri sono quelle più adatte per il DX. Durante gli anni nei quali vi è una forte attività da parte delle macchie solari, le bande sono aperte quasi di continuo.
Le bande dei 16 e dei 13 metri hanno una propagazione molto variabile, che dipende dall'attività solare. Durante i periodi in cui questa è più alta, le bande possono offrire degli ascolti ad una distanza molto grande, tuttavia, cessata la maggior attività solare divengono pressochè inusabili per le lunghe distanze.

Conclusioni

Il sole è il massimo fattore che domina in tutte le radiocomunicazioni che escano dall'ambito locale. Le comunicazioni radiofoniche variano in base a periodi che possono avere come ciclo un giorno, una stagione o un anno. Siccome questi periodi sono influenzati da parametri che mutano con la latitudine e la longitudine è possibile avere un numero pressochè infinito di variazioni uniche nelle condizioni di ricezione.
Vi sono mutamenti nell'atmosfera niente affatto ovvi provocati dal sole, dalle macchie solari e da altre radiazioni solari.
Questi e molti altri fattori vanno tenuti in buon conto quando si sceglie una frequenza che potrebbe portare alle ricezioni desiderate tramite opportune riflessioni. Tuttavia, è raro che si realizzino le condizioni ottimali, e quel poco di esperienza che il lettore ha ricavata dalla lettura di questo articolo può aiutare per ridurre gli insuccessi e per aumentare il divertimento che si ricava dall'ascolto delle onde corte.

graduatore di luce a bassa tensione

L'IC NE556 comprende due timer universali identici. Il dispositivo risulta quindi ideale per realizzare la base di un compatto regolatore per lampade a bassa tensione dal buon rendimento. Uno dei due timer è impiegato come generatore di clock, mentre l'altro funziona come monostabile dall'uscita che può essere variata a comando.
Come si vede nello schema elettrico, s'impiega un numero molto limitato di parti accessorie, per completare il tutto. Il primo timer dello NE556 è connesso come multivibratore astabile, ed eroga il necessario segnale di clock. La frequenza del clock è determinata dai valori di R1, R2 e C1, sicché è nella gamma del kHz. L'ampiezza dell'impulso (durata) è in tal modo circa 10 µs.
Il segnale di clock è portato all'ingresso di trigger (terminale 10) del secondo timer, che è connesso in monostabile.
L'uscita del monostabile controlla un transistore di potenza (T1) che a sua volta commuta il carico (come dire la lampadina) o nella situazione di acceso o in quella di spento. Quindi, variando il tempo di lavoro del monostabile (tramite P1), la lampada può essere tenuta accesa per un tempo più o meno grande, ed in tal modo si varia l'intensità luminosa.
Con i valori per i componenti dati a schema, la durata degli impulsi in uscita erogati dal monostabile (terminale 9) può essere variata in un fattore di 10.
La massima durata dell'impulso (trascurando l'eftetto del P1) può essere calcolato in base a: $T = 1{,}1 \times R4 \times C2$, che nel caso del circuito illustrato equivale grossomodo a 0,4 ms.
Se quindi si usa una frequenza di clock pari ad 1 kHz, il tempo di lavoro può essere continuamente variato tra il 60% ed il 96%, che rappresenta una gamma di variazione molto pratica. Questi valori sono ottenuti intorno alla posizione mediana del P1. Se il cursore del P1 è posto ad uno dei termini della corsa, il circuito lavora in modo non molto stabile, non è più affidabile. Per questa ragione, vale la pena di sperimentare con diversi valori di resistenza collegati in serie al potenziometro, per rendere meno critica la gamma di aggiustamento.
La tensione che alimenta il circuito può essere compresa in una vasta gamma: da 5 a 15V.

Scambio ti vedo!

Sia che un plastico ferroviario sia controllato a microprocessore che a mano, un pannello che permetta di controllare le sue funzioni è senza dubbio utile. Se non altro, è molto impressionante.
Per controllare molte funzioni di traffico, è essenziale avere sott'occhio la predisposizione generale, almeno che, logicamente, non si vogliano imitare scontri e deragliamenti, in modo estremamente realistico.
Vi è un punto, in particolare, dall'estremo interesse. Come sa la maggioranza dei modellisti ferroviari (o ferromodellisti) è difficile comprendere a distanza come sono disposti gli scambi.
Anche i "sistemi indicatori per la posizione degli scambi", meccanici, non risultano sempre chiari.
L'indicatore qui descritto, da modo di vedere con estrema certezza, tramite display, come siano disposti gli scambi ferroviari in miniatura. Tramite dei LED dal colore differente, si ha una indicazione chiarissima della situazione globale.

Il circuito, difficilmente potrebbe essere più semplice.
Gli scambi elettromeccanici hanno degli interruttori incorporati.
Uno di questi interruttori è normalmente chiuso mentre l'altro è normalmente aperto, quando lo scambio è manovrato. L'interruttore chiuso porta nella conduzione il transistor corrispondente, che in tal modo illumina una coppia di LED.
Gli interruttori a pulsante, il semplice sistema elettronico ed uno dei LED di ciascuna coppia possono essere montati sul pannello di controllo generale; l'altro LED di ciascuna coppia può essere montato invece accanto allo scambio, lungo il binario, per dare un'indicazione locale.

topamp

In un certo senso, meraviglia che i ragazzi della pubblicità non si siano messi a creare frasi del genere "Potenza compatta®" per descrivere gli stadi d'uscita degli amplificatori che rientrano nella fascia di prezzi medio-alta.

Dopotutto odiernamente, un buon numero di questi, impiegano dei finali ibridi di potenza in modulo. Usualmente, tali moduli fanno parte di una generazione passata.

Ora comunque vi è molto di nuovo e di meglio, come vedremo tra poco. Sono stati sviluppati e dimostrati dei circuiti migliori, dalla stabilità termica molto più valida.

Hi-Fi con sistemi ibridi

I moduli audio ibridi dotati di notevoli potenze, non sono particolarmente nuovi. Ciò che piuttosto sembra nuovo, è la rapidissima evoluzione di questa tecnologa, che ha portato alla realizzazione di moduli dalla qualità veramente elevata. Per esempio, i Philips OM931 e OM961, erogano rispettivamente 30 e 60 watt molto "puliti", su carichi di 4 ed 8 Ohm. In questo articolo daremo una buona occhiata a tali "pesi leggeri dal pugno pesante".

L'ultima generazione

Durante lo sviluppo degli amplificatori ibridi OM931 e OM961 è stato fatto ogni sforzo per ottenere una bassa distorsione ed una eccellente stabilità termica.

Ciascun modulo comprende due transistori d'uscita Darlington ed un substrato ceramico sul quale sono montati tutti i componenti interni. Lo schema elettrico (interno) è mostrato nella figura 1; approfondendolo, sarà certamente di buon aiuto ai fini della chiarezza riferirsi anche alla figura 2; quest'ultima rappresenta un circuito applicativo completo che include tutte le parti esterne.

Lo stadio d'ingresso è un amplificatore differenziale PNP, che impiega T1 e T2, con una sorgente di intensità controllata negli emettitori (T3). La resistenza R3 è virtualmente uguale a R1 + R2; ciò significa che la dissipazione nel T2 è quasi identica a quella che si verifica nel T1, cosicchè la coppia termicamente è bilanciata. Ciò, a sua volta, porta ad un offset termico veramente minimo, come dire che il punto di lavoro non si sposta.

Il segnale di uscita che proviene dal T1 (su R2) attraversa uno stadio amplificatore-separatore, T4, e raggiunge il pilota (T5). Il condensatore C1 provvede alla compensazione in frequenza; tuttavia il suo valore è più piccolo dell'usuale perchè si usa un sistema di compensazione della frequenza insolito (come si può vedere nella figura 2). Le parti T6, P1, P11 ed R12 stabiliscono la corrente di polarizzazione per lo stadio finale; il detto è formato da due Darlingtons, T9 + T10 e T11 + T12. R12 è inclusa per contrastare l'effetto delle variazioni

Figura 1. Circuito interno dei moduli amplificatori di potenza OM931 e OM961.

Specifiche principali per i moduli OM931 e OM961

	OM931		OM961	
tensione d'alimentazione	± 23 V	± 26 V	± 31 V	± 35 V
corrente di riposo	80 mA	80 mA	100 mA	100 mA
potenza d'uscita su 4 Ω (1)	30 W	—	60 W	—
potenza d'uscita su 8 Ω (1)	—	30 W	—	60 W
livello di taglio a 1 kHz, 4 Ω, d = 0,7%	40 W	40 W	75 W	75 W
THD a 1kHz, 1W	0.02%	0.02%	0.02%	0.02%
sensibilità d'ingresso	0.7 V_{RMS}	1.0 V_{RMS}	1.0 V_{RMS}	1.4 V_{RMS}

impedenza d'ingresso	10 k
guadagno ad anello aperto	80 dB (10,000 x)
guadagno ad anello chiuso	24 dB (15.7 x)
fattore di controreazione	56 dB (630 x)
responso in frequenza a − 10 dB rispetto alla massima potenza d'uscita	30 . . . 40,000 Hz −1 dB
prodotto banda guadagno (− 3dB, d = 1%)	20 . . . 40,000 Hz
rapporto segnale-rumore a 50 mW di potenza d'uscita	75 dB
rapporto segnale-rumore alla massima potenza d'uscita	> 102 dB
offset della tensione CC all'uscita	± 20 mV
reiezione al ronzio dell'alimentatore	> 65 dB
impedenza d'uscita	50 m
massima tensione di alimentazione: OM931	± 40 V
OM961	± 45 V
massima temperatura del case	95°C

Nota (1): per una THD ⩽ 0,2% in tutte le frequenze da 20 Hz a 20 kHz (specifiche FTC).

della tensione di alimentazione nei confronti del punto di regolazione della polarizzazione.

Nel circuito completo (figura 2) vi è un elettrolitico connesso tra l'uscita (terminali 3 e 4) ed il terminale 8. Questo provvede al "bootstrap", con il risultato che l'impedenza di collettore "vista" dal T5 è più grande di R13 + R14 + R15, cosicchè si ottiene un elevato guadagno ad anello aperto.

L'impiego del bootstrap può causare degli inconvenienti se non si prendono adeguate cautele in sede di progetto. Per esempio, omettendo D2, le cose si mettono male ... La tensione al terminale 8 può facilmente salire ad un valore più grande di quello della linea di alimentazione positiva. Senza D2, la tensione alla base del T9 non può salire a più di 0,5V rispetto all'alimentazione positiva ed in tal modo T9 può essere portato nella saturazione. Se consideriamo il fatto che la "tosatura" nello stadio d'uscita è alquanto sgradevole (il tempo di ripresa relativamente lungo rende udibile la distorsione) è ovvio che sia una buona idea effettuare il "clip" in un punto molto più arretrato del circuito, pur se in tal modo si sacrificano qualche centinaio di millivolt nella variazione di uscita al massimo pilotaggio, laddove il tempo di risalita è alquanto più corto. Il circuito bootstrap dà la soluzione ideale dividendo in due parti le resistenze in serie (R13 e R14) nonchè connettendo la giunzione all'alimentazione positiva tramite il diodo (D2).

I valori di queste due resistenze sono scelte in modo tale da far sì che D2 inizi a condurre ad un segnale che è appena inferiore a quello che serve per pilotare T9 + T10 nella saturazione. Quando D2 conduce, inizia l'effetto di bootstrap; la rimanente impedenza di collettore del T5 è in effetti il valore di R13 relativamente basso, ed in tal modo il guadagno ad anello aperto decade. Ciò provoca una caratteristica di risalita grandemente migliorata, dopo che l'amplificatore è stato messo nelle condizioni di tosatura.

Generalmente, ciò che rimane da commentare, è il circuito di protezione, formato da T7, T8, R16 ... R24, C3, C4, D3 ... D8. Quando questo circuito inizia a lavorare, T7 e T8 iniziano a condurre, prevenendo che T9 + T10 possano continuare ad essere pilotati, così come T11 + T12. La tensione base-emettitore del T7 e del T8 dipende sia dalla tensione d'uscita che dalla corrente di uscita. I diodi D7 e D8 sono inclusi nella circuiteria per proteggere i sistemi d'uscita contro i picchi di tensione eccessivi, come quelli che potrebbero avvenire se il circuito di protezione entrasse in servizio pilotando un carico induttivo importante.

Vediamo ora i componenti esterni

La figura 2 mostra il circuito di un amplificatore di potenza che impiega o l'OM931, oppure l'OM961, come propone la Philips nella nota applicativa dedicata a questi dispositivi.

Si usa un'alimentazione simmetrica, cosicchè l'altoparlante può essere collegato di-

2

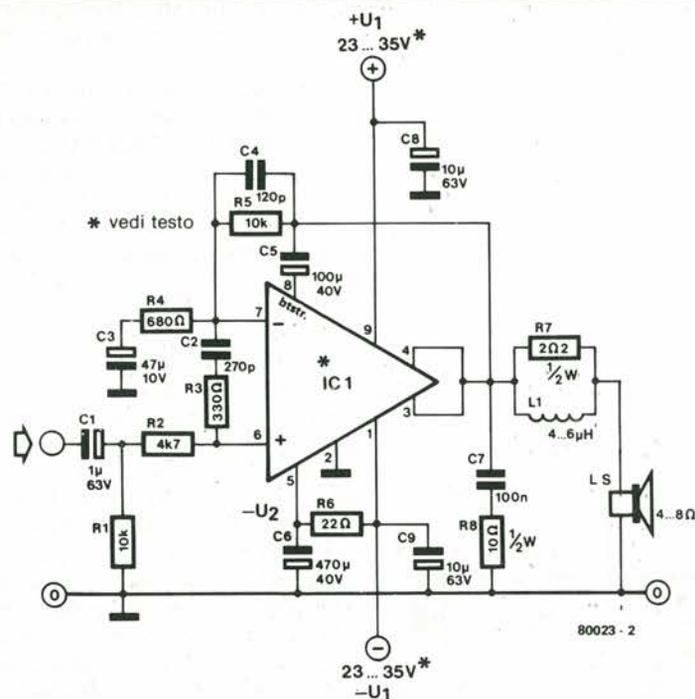



Figura 2. Amplificatore di potenza completo che impiega o il modulo OM931, o il modulo OM961. Il circuito è un progetto Philips.

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R5 = 10 k
R2 = 4k7
R3 = 330 Ω
R4 = 680 Ω
R6 = 22 Ω
R7 = 2Ω2/1 W
R8 = 10 Ω/½ W

Condensatori:
C1 = 1 μ/63 V
C2 = 270 p
C3 = 47 μ/10 V
C4 = 120 p
C5 = 100 μ/40 V
C6 = 470 μ/40 V
C7 = 100 n
C8,C9 = 10 μ/63 V

Semiconduttori:
IC1 = OM931 or OM961

Varie:
Radiatore, 0.8° C/W (OM961) or 1.4° C/W (OM931)
L1 = 4 . . . 6 μH; 40 spire su R7, rame smaltato ∅ 0,6 mm

3

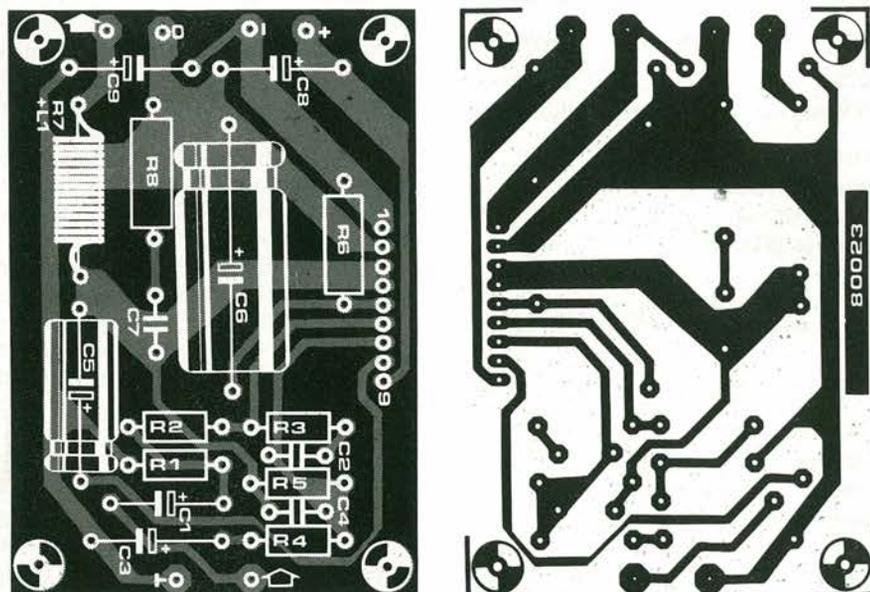
Figura 3. Circuito stampato, lato rame e lato parti, per l'amplificatore di potenza visto nella figura 2.

rettamente in cc, come dire che non serve alcun condensatore elettrolitico.
C5 è il condensatore elettrolitico di bootstrap. C7 e C8 provvedono a dare un carico ben definito alle frequenze alte, mantenendo una incondizionata stabilità L1 ed R7 riducono drasticamente l'effetto del carico capacitivo, che altrimenti potrebbe produrre qualche effetto di "ringing".
La reazione negativa, o controreazione, dall'uscita all'ingresso invertente. Corre lungo R4, R5, C3 e C4; C4 assieme ad R4 ed R5, da luogo al cosidetto sistema di compensazione "lead".
Un'altra precauzione utile. Alle frequenze audio, il guadagno ad anello aperto è determinato da R4 ed R5. Per essere più precisi, il guadagno è:

$$1 + \frac{R4}{R5}$$

Le parti R2, R3 e C2 meritano una particolare menzione. Queste, in combinazione con R1 (posta in parallelo con l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore), assicurano che il guadagno ad anello aperto scenda oltre ad una certa determinata frequenza. Si deve sempre mettere in opera qualcosa di simile per mantenere stabile la controreazione in un qualunque amplificatore; sistemando le parti dette sull'ingresso dell'amplificatore (come dire effettivamente al di fuori dal circuito di controreazione), non vi è il pericolo di sovraccaricare l'anello stesso *dall'interno*. In tal modo si evita l'insorgere della TIM (Transient Intermodulation Distortion = distorsione da intermodulazione sui transistori).
La Tabella che espone il sommario delle più importanti caratteristiche dei due amplificatori che possono essere realizzati in base alla figura 2, impiegando gli OM931 ed OM961, in fatto di qualità, parla da sola

Ed ora veniamo ai dettagli pratici

Nella figura 3, si vede un circuito stampato, lato rame e lato parti, che consente di realizzare un amplificatore del tipo descritto. Ovviamente lo stampato è singolo, come dire che serve per un assemblaggio "mono". Per uno stereo, servono due circuiti stampati. Le sagome e le caratteristiche meccaniche dei moduli ibridi sono riportate nella figura 4.
Quando si effettuano le connessioni dei moduli OM931 e OM961 agli stampati, si devono mantenere le connessioni ad una lunghezza di circa 1,7 centimetri. Le basi dovranno essere allineate al termine basso dei dissipatori previsti. Per la versione stereo, i due moduli devono essere montati su di un dissipatore comune, scegliendo quest'ultimo in modo che presenti una bassa resistenza termica.
I valori relativi all'alimentazione simmetrica possono essere ricavati dalla Tabella. È da notare, che si usa un sistema non stabilizzato del tipo che si vede nella figura 5, la tensione considerata, deve rimanere disponibile anche al massimo pilotaggio.
Nella condizione di riposo, o mancanza di pilotaggio, si possono riscontrare dei valori di tensione più elevati, tuttavia non si devono mai eccedere i valori massimi previsti

4

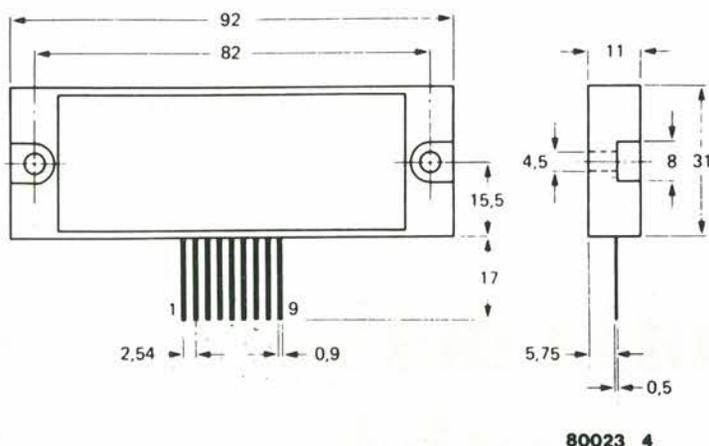



Figura 4. Dimensioni e meccanica dei moduli OM931 e OM961.

5

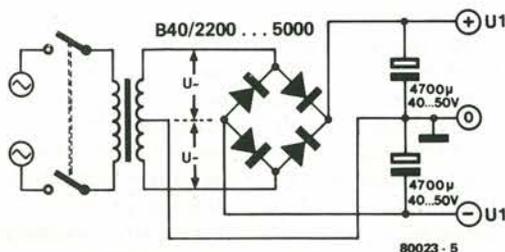



Figura 5. Alimentatore simmetrico non stabilizzato per un amplificatore di potenza o per gli amplificatori di potenza. Le caratteristiche di erogazione di intensità del trasformatore e dei diodi rettificatori dipendono dal numero di moduli che devono essere collegati, dalla loro massima potenza d'uscita e dall'impedenza dell'altoparlante. Questi valori sono dettagliati nel testo.

(+/— 40V per l'OM931, e +/— 45V per l'OM961. È anzi bene prevedere un margine di sicurezza, nel caso che la rete superi del 10% il suo valore nominale.
I dati di erogazione di corrente da parte del trasformatore e del rettificatore di figura 5, dipendono dalla potenza d'uscita prevista, dall'impedenza del carico e dal numero di moduli che devono essere alimentati. Per ciascun modulo, l'assorbimento è il seguente:
OM931, 30W su 4 Ω : 1,25A.
OM931, 30W su 8 Ω : 0,9 A.
OM961, 60W su 4 Ω : 1,75A.
OM961, 60W su 8 Ω : 1,25A.
Per un amplificatore stereo, ovviamente, l'assorbimento complessivo in corrente è il doppio di quello elencato.
Effettuando le connessioni dell'amplificatore o degli amplificatori, è necessario prendersi cura di vari dettagli. Una cattiva filatura, com'è ovvio, può rovinare le prestazioni offerte anche dal miglior amplificatore concepibile; può portare ad una elevata percentuale di distorsione!
Non v'è nulla di cui sorprendersi, se si considera che la notevole intensità che scorre nella connessione positiva diretta all'alimentatore, durante il semiperiodo positivo dell'uscita, effettivamente è rettificata a semionda. Lo stesso vale per il collegamento negativo. Ciò indica che vi è un ammontare tragico di armoniche elevate nei pressi! E, attenzione; basta che vi sia la minima capacità o induttanza parassitaria, e le armoniche trovano la possibilità di raggiungere l'ingresso dell'amplificatore, con le immaginabili conseguenze...
Si devono quindi eseguire le connessioni dell'alimentatore in modo corto e diretto, e comunque, le si devono allontanare per quanto possibile dalla filatura d'ingresso. L'impiego di fili dal diametro importante, è un buon investimento, perché riduce le resistenze in gioco. Il filo di ritorno (massa) dell'altoparlante, deve essere collegato direttamente agli elettrolitici del settore alimentazione, e non alla pista comune nel circuito stampato. In un amplificatore stereo, non si deve cadere nella tentazione d'impiegare connessioni separate per tutte le alimentazioni, i ritorni degli altoparlanti, ecc. Per la filatura d'ingresso, è necessario impiegare cavetto schermato audio. Ove vi sia la necessità di effettuare la connessione al capo comune, questa deve pervenire alle piste d'ingresso, non all'alimentatore.
Tutto ciò che abbiamo detto, a molti potrà sembrare eccessivo ed eccessivamente ripetuto, ma ci si deve pur mettere nei panni di chi acquista un buon amplificatore in modulo e ne rovina le prestazioni con degli errori elementari nel cablaggio finale!
Ora, per terminare, si deve applicare tutta la cura possibile a L1, R7 ed alla connessione relativa. Virtualmente, tutta l'intensità d'uscita corre attraverso L1, ed una saldatura meno che perfetta, può degradare il fattore di smorzamento del carico.

Bibliografia

3. Equin I, Elektor, ottobre 1979 (edizione italiana).

servo controllo della velocita' per modelli nautici

La velocità dei modelli di natanti può essere controllata variando la tensione d'alimentazione diretta al motore principale, per via di un sistema di telecomando. Normalmente, il telecomando è completamente elettronico. Nel circuito che ora descriviamo, tuttavia, è compreso un link meccanico, che integra l'elettronica, che a sua volta controlla un potenziometro che regola la velocità del motore principale.

(U. Passern)

Come si vede nello schema elettrico, si usano due accumolatori da 6V per alimentare tutto il circuito. La batteria che appare disegnata al di sopra dell'altra, serve per l'alimentazione allorchè il modello si muove in avanti; l'altra sottostante è impiegata per invertire il movimento, quindi può essere considerevolmente più piccola, volendo.

Il potenziometro P2 è controllato dal sistema servo. A metà della sua gamma di lavoro, la tensione tra il cursore ed il ramo comune dell'alimentazione è zero. Quando il sistema servomeccanico rettifica la posizione di questo potenziometro, una tensione positiva, o una negativa (in relazione a come ruota il servo) è applicata all'ingresso non invertente dell'IC1. L'uscita dell'IC1, di conseguenza, può divenire o positiva o negativa; nel primo caso porta nella conduzione T1 e T3, nel secondo T2 e T4. Il motore principale deve essere collegato in modo tale da produrre l'avanzamento del natante quando il T3 conduce.

I diodi zener D1 e D2 ed i condensatori C1 e C2 si fanno carico della stabilizzazione e dello spianamento della tensione generale, affinché le fluttuazioni dell'alimentazione abbiano un effetto trascurabile sul controllo del motore. Tuttavia, è sempre raccomandabile includere un sistema che sopprima le interferenze per il motore principale.

La prima fase nel mettere a punto il sistema, è essere certi che la posizione mediana del P2 corrisponda alla posizione neutra del servo. Si tratta di un aggiustamento puramente meccanico: l'accoppiamento tra il servo e l'asse del potenziometro deve essere aggiustata e stretta sino a che la posizione relativa appaia senza dubbio corretta. Un piccolo spostamento nel potenziometro può essere compensato aggiustando il P1: un voltmetro collegato tra il cursore del P2 ed il negativo dell'alimentazione indicherà 0V quando P1 è regolato opportunamente.

La seconda fase, consiste nel regolàre P3 per il massimo.

Se ad esempio il servo si muove verso la sua posizione estrema, "Tutto avanti", ed il P3 è lentamente ruotato verso la più elevata tensione che si può ammettere ai capi del motore, si ha la massima velocità. Non è possibile impiegare più di 6V, ovviamente, ma questa regolazione rende possibile impiegare anche dei motori dalla tensione più bassa pur senza che intervenga il pericolo di bruciarli.

I transistori necessitano di un raffreddamento adeguato.

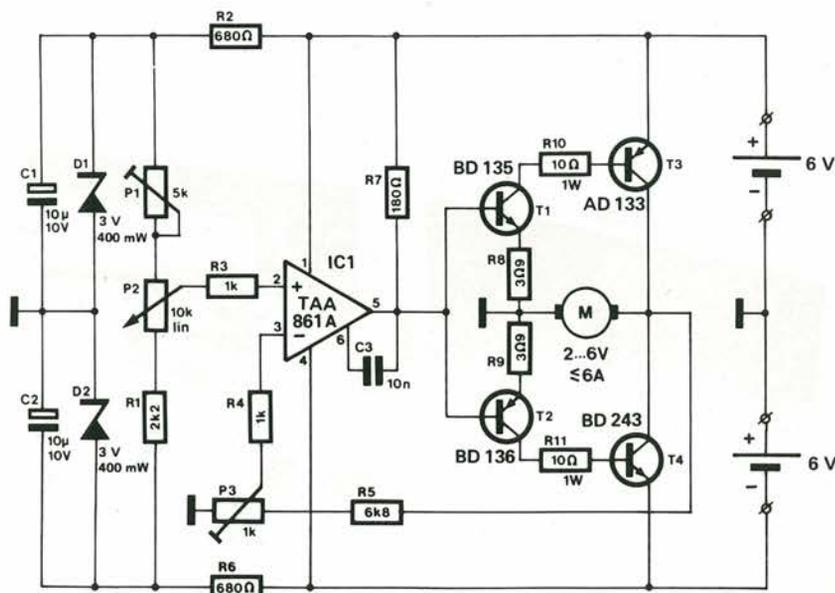
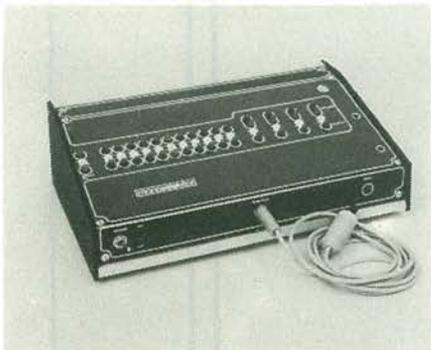
Si deve impiegare un radiatore che abbia una resistenza termica non più grande di 2,8 °C/W, e su questo, gli elementi di potenza devono essere montati impiegando le solite miche e passantini.

monoselektor

Il telecomando di oltre una dozzina di sistemi separati, può portare ad una certa confusione nel sistema di controllo. La caratteristica pù originale nel progetto trattato in questo articolo, è che s'impiega un solo interruttore per controllare sino a 15 uscite, con la possibilità di operare sia in "digitale" che in "analogico" (in unione all'indicazione visiva delle condizioni di ciascun canale). Vi è un'altra caratteristica molto interessante (ed originale); il Monoselektor consente di verificare che l'apparecchio che interessa sia effettivamente azionato (tramite il telecomando); per esempio che il riscaldamento centrale sia effettivamente acceso, ma che non richiuda la porta del garage (telecomandata) mentre la moglie effettua le manovre di parcheggio.

Figura 1. Copertura autoadesiva per il pannello del Monoselektor. È disponibile tramite il servizio EPS di Elektor (EPS 79039-F).

Figura 2. Questo diagramma di flusso illustra i "principi di lavoro" del Monoselektor.

Il Monoselektor è la base di un sistema di telecomando che può controllare sino a 15 canali separati. Le uscite dei canali da 1 a 11 funzionano come interruttori on/off, mentre le altre quattro (da 12 a 15) hanno due uscite complementari (come dire che se una è in "on", accesso, l'altra è in "off", spento) ed in tal modo è possibile impiegarle in forma di controllo "analogico".
Per comprendere con chiarezza come funzioni il Monoselektor, è utile rifarsi al disegno del pannello frontale che appare nella figura 1. In questo si osservano due file di LED. La fila di sopra comprende tutti gli indicatori delle condizioni dei canali e mostra lo stato delle uscite dei canali. Si deve notare che i canali 12-15 hanno due LED per ciascuno, visto che si tratta dei canali analogici o complementari che hanno due uscite.

Funzionamento dei canali

I LED che formano la fila più bassa sono impiegati per indicare se ciascun canale è effettivamente selezionato e "lavora" (l'illuminazione avviene in sequenza da sinistra a destra).
Il "diagramma di flusso" di figura 2 dà una chiara indicazione dei metodi di controllo per i diversi canali del Monoselektor. La selezione dei canali è ottenuta premendo il pulsante "selektor" quando il LED nella fila bassa del canale che interessa è illuminato. La manovra blocca lo scorrimento della luce dei LED nel punto che serve, ma non si influisce sullo stato di uscita del canale, sino a che il selektor non è premuto una seconda volta.
Vi è un tempo "finito" (sino a dieci secondi) tra il momento in cui il pulsante è premuto e l'uscita cambia di stato. Questo periodo di tempo è definito "di attesa" ed è appunto indicato dal LED "di attesa" sul pannello frontale: figura 1. Dopo ciascuna pressione sul pulsante (che dà luogo ad una commutazione d'uscita) inizia un successivo tempo "di attesa", durante il quale il comando può essere cancellato premendo ancora il pulsante. Se non vi è alcuna successiva istruzione, durante il tempo di attesa, i LED riprendono ad accendersi in sequenza.

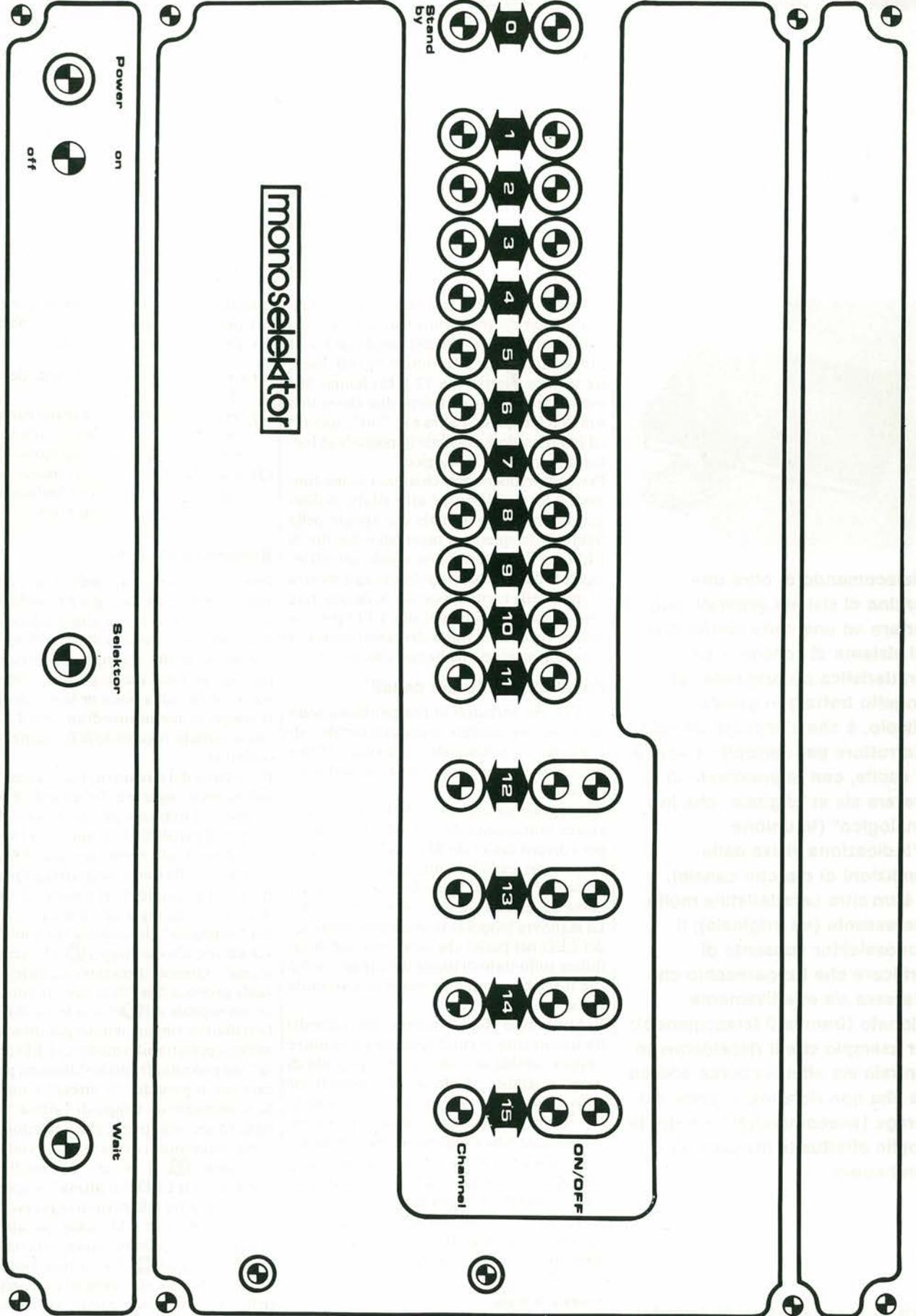
Il canale di attesa

Il funzionamento "in attesa" avviene esattamente come il termine dice. Il Monoselektor va "in attesa" quando (a) si applica la tensione di rete per la prima volta (come dire quando si aziona l'interruttore generale) e (b) quando si sceglie il canale "0". Subentrano allora le seguenti condizioni:

(1) i LED superiore ed inferiore del canale "0" si accendono;
(2) con l'eccezione del LED del canale "0" tutti gli altri appartenenti alla fila inferiore si spengono e rimangono spenti;
(3) le uscite dei canali 1-15 rimangono nello stato che corrisponde all'indicazione visiva data dalla fila superiore.

Schema a blocchi

Prima di analizzare a fondo il circuito, conviene esaminare lo schema a blocchi della figura 3 che faciliterà la comprensione.
Il decoder, controllato dall'oscillatore e dal contatore abilita ciascuno dei canali in sequenza, ed il tal modo produce l'effetto di scorrimento sulla linea in basso dei LED.
Il tempo di accensione di ciascun LED può essere variato regolando la frequenza dell'oscillatore.
Il selettore del circuito indicato come "reset automatico" assicura che, quando il circuito è messo in funzione per la prima volta, sia attivato il canale 0 ed i canali 1 ... 11 siano invece disabilitati, come dire che il Monoselektor sia nella funzione di attesa. Quando si preme il pulsante di selezione, il tosatore d'impulsi (che serve ad eliminare gli effetti del "rimbalzo" di tensione sui contatti) invia un impulso di trigger Ⓒ al circuito "di attesa". Questa operazione iniziale del pulsante provoca due effetti nel circuito di attesa: un segnale all'Ⓔ blocca le oscillazioni, e l'oscillatore rimane inibito per un tempo limitato (presettabile) mentre il LED di "attesa" sul pannello frontale s'illumina per indicare che il periodo "di attesa" è iniziato.
Se si ammette un tempo di "attesa" di mettiamo 5 secondi, prima che il selettore a pulsante sia premuto per la seconda volta ancora tramite Ⓔ il blocco dell'oscillatore è rimosso ed il LED "di attesa" si spegne. Se invece durante tale periodi si preme il selettore, l'oscillatore è bloccato per altri 5 secondi, ed il circuito di attesa invia un impulso di uscita al Ⓓ. Ciò attiva l'uscita del canale sul quale si è fermato lo scorrimento delle luci (se questo canale era attivato in precedenza, l'impulso ha un effetto perfettamente contrario, come dire che disabilita l'uscita del canale in questione).
L'oscillatore può anche essere inibito trami-

1
Power
on
off
Selektor
Wait
monoselektor
Stand by
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
Channel
ON/OFF

te il segnale al punto Ⓗ, che è in effetti l'uscita del canale 0 (il canale di attesa).
L'uscita Ⓓ del circuito "di attesa" normalmente è allo stato basso. Una sola operazione del pulsante selettore non ha effetto sullo stato di questo segnale. Se, tuttavia, il selettore è premuto due volte, avvenendo la seconda operazione durante il periodo di attesa della prima, si ha che Ⓓ è portato alto per la durata del periodo in cui S1 è mantenuto chiuso. Di conseguenza, è il segnale Ⓓ che eroga l'impulso di controllo atto ad abilitare o disabilitare le uscite del canale.
L'oscillatore, e quindi lo scorrere delle luci sulla linea inferiore di LED, è inibito quando il livello al punto Ⓔ (normalmente basso) è portato allo stato alto.
Gli stati logici di uscita dei canali da 1 a 11 commmutati da un impulso positivo che scorre nella linea Ⓓ. Queste uscite sono attive allo stato basso. Le uscite da 12 a 15 sono tenute basse per il tempo che la linea Ⓓ rimane alta, come dire che queste linee rimangono allo stato basso sino a che il pulsante selettore è mantenuto chiuso.

Schema elettrico

Lo schema elettrico completo del Monoselektor appare nella figura 4.
Poichè i canali da 1 a 11 sono identici e quelli da 12 a 15 sono altrettanto simili, lo schema mostra solo i canali 1 e 12. Di conseguenza, R15 per esempio, compare 11 volte nell'assieme, e per distinguere i vari componenti si impiega un suffisso, che indica a quale canale appartiene la determinata parte. Il suffisso "a" si riferisce al canale 1, il "b" al canale 2, il "c" al canale 3 e così via.

Il tosatore d'impulsi

Il circuito tosatore d'impulsi consiste di un multivibratore monostabile e di un trigger di Schmitt (MMV1 ed N1).
Quando si preme il pulsante selettore Ⓑ è portato al livello basso. Tuttavia, come risultato dell'inevitabile "rimbalzo" del contatto dell'interruttore, vi è un considerevole "tremolìo" nel picco di questo impulso. Il fatto che l'uscita $\overline{Q}$ del monostabile sia tenuta bassa dal primo transitorio con andamento negativo del Ⓑ elimina questo effetto di "rimbalzo", assicurando il ricavo di un impulso "pulito" all'uscita del trigger di Schmitt N1. Ciò garantisce che Ⓒ nella figura 4 rimanga allo stato alto per il periodo in cui il pulsante è premuto.

Il circuto di "attesa"

Il circuito che stabilisce il periodo "attesa" (MMV2, FF1, N2, N3, N5 ... N7) deve eseguire tre funzioni basilari.

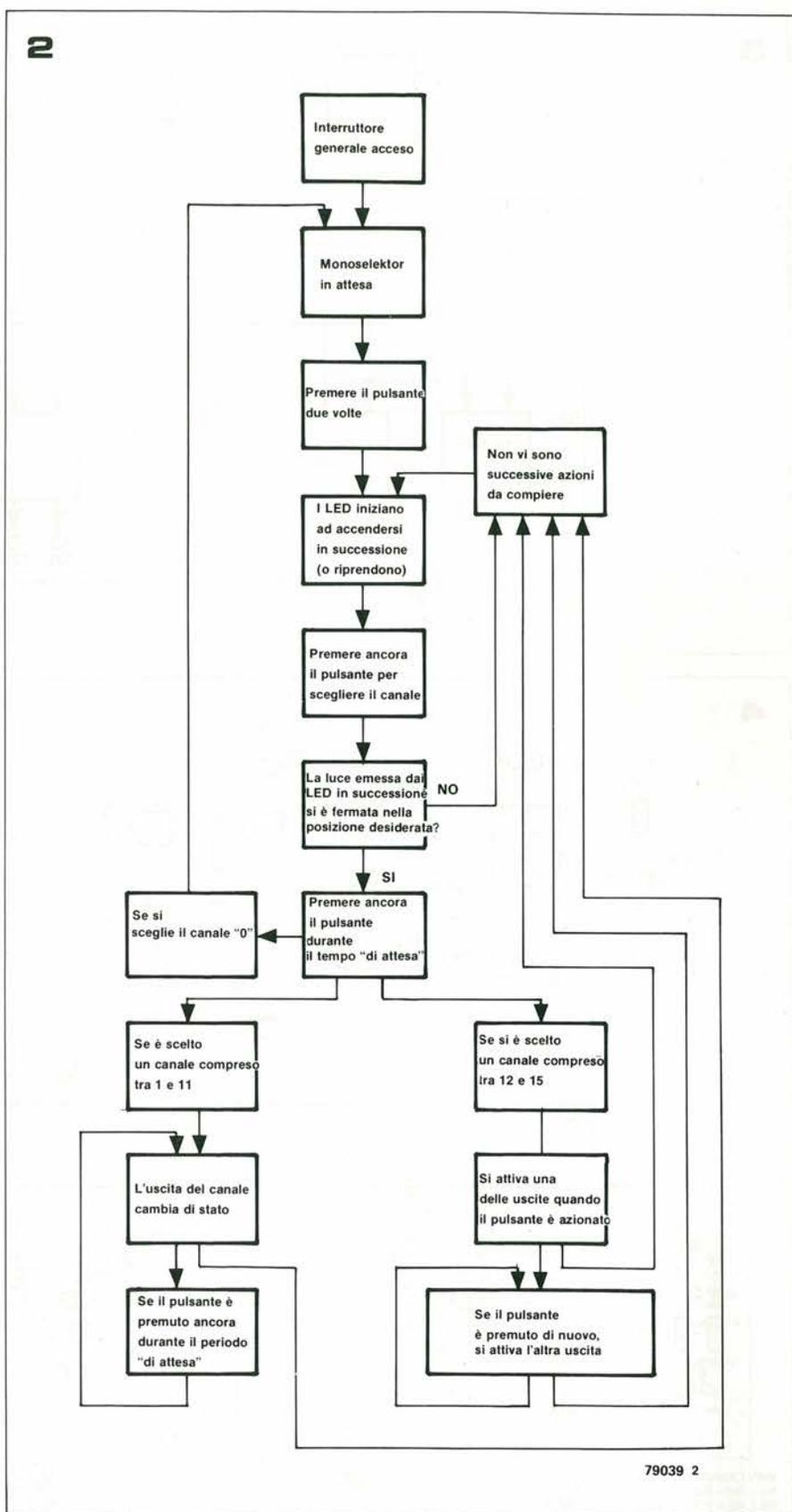
1) Quando il pulsante di selezione è premuto (e Ⓒ va allo stato alto) il LED di "attesa" deve accendersi e l'oscillatore deve essere bloccato.
2) Non appena il pulsante è rilasciato, deve iniziare un perido "di attesa".
3) Se, durante il periodo "di attesa" il pulsante selettore è nuovamente premuto, si deve dare un impulso di controllo al canale appropriato. Come risulta evidente dalla figura 3, ciò implica che Ⓓ divenga elevato e rimanga a questo livello per tutto il tempo che il selettore a pulsante rimane premuto.

Le reali funzioni del circuito di "attesa" sono le seguenti:
Quando il pulsante selettore è premuto per la prima volta, Ⓒ diviene alto, portando l'uscita di N7 allo stato basso Ⓕ.
Questa funzione, a sua volta, porta allo stato alto l'uscita di N3 Ⓔ, ed in tal modo si accende il LED D1 e si blocca l'oscillatore. Sin che Ⓕ rimane basso, l'ingresso di reset di FF1 è a sua volta mantenuto basso, permettendo al flip-flop di essere sottoposto al trig-

Figura 3. Schema a blocchi del Monoselektor.

Figura 4. Schema elettrico completo del Monoselektor.

Figura 5. Alimentatore del Monoselektor. Grazie all'impiego della LDR si varia automaticamente la luminosità dei LED per adattarla a quella dell'ambiente.

Figura 6. Lato rame del circuito stampato del Monoselektor. Sia la LDR che i LED sono montati da questa parte del pannello.

3

4

MMV1,MMV2 = IC1 = 4528,4098
N1 ... N4 = IC2 = 4093
N5 ... N8 = IC3 = 4001
IC4 = ½ 4520
IC5 = 4514
FF1 = ½ IC6 = ½ 4013
FF2,FF3a = IC7 = 4013
FF3b,FF3c = IC8 = 4013
FF3d,FF3e = IC9 = 4013
FF3f,FF3g = IC10 = 4013
FF3h,FF3i = IC11 = 4013
FF3j,FF3k = IC12 = 4013
FF4l,FF4m = IC13 = 4013
FF4n,FF4o = IC14 = 4013
N9,N10a ... N10c = IC15 = 4081
N10d ... N10g = IC16 = 4081
N10h ... N10k = IC17 = 4081
N11l,N12l,N13l,N11m = IC18 = 4081
N12m,N12n,N13m,N13n = IC19 = 4081
N11n,N11o,N12o,N13o = IC20 = 4081

Selektor S1 — MMV 1 — MMV 2 — N1 ... N8 — FF1 — IC4 4520 — IC5 4514 — attesa — canali 1 (a) — canali da 2 a 11 — canale 12 (l) — canali da 13 a 15 — verde DUS — rosso DUS — uscita del canale

2 - b	7 - g
3 - c	8 - h
4 - d	9 - i
5 - e	10 - j
6 - f	11 - k

13 - m
14 - n
15 - o

1 (a) — 2 (b) — 11 (k) — 12L (lL) — 12R (lR) — 13L (mL) — 13R (mR) — 15L (oL) — 15R (oR)

79039 4

ger. Il sistema RC che comprende R4 e C4, dà un ritardo di circa 250 ms, ed è compreso in circuito per ottenere la soppressione degli impulsi parassitari durante il tempo di ritardo della propagazione.

Quando il selettore è rilasciato, Ⓒ diviene basso, fornendo il trigger a MMV2 (tramite l'ingresso B) e portando l'uscita Q al livello alto.

Di conseguenza, l'uscita di N7 rimane allo stato basso.

Il tempo nel quale l'uscita Q rimane alta (come dire il tempo "di attesa") è determinato dalla costante di tempo RC del monostabile e può essere variato, tramite P1, tra 1 e 10 secondi. Quando Ⓒ diviene basso, l'ingresso di clock dell'FF1 è portato allo stato alto (tramite N6), con il risultato che l'uscita $\overline{Q}$ di questo flip-flop diviene bassa, abilitando il gate N5.

Se il pulsante selettore ora premuto durante il tempo "di attesa", Ⓒ diviene alto, portando le uscite di N2 al livello basso ed N5 Ⓓ al livello alto. Non appena il pulsante selettore è rilasciato, FF1 non cambia stato subito, perché l'uscita Q del flip-flop, che è alta, mantiene l'ingresso di clock di FF1 basso via N6. Lasciando andare il pulsante, tuttavia, si dà il trigger di nuovo a MMV2, ed in tal modo inizia un nuovo periodo di "attesa".

Se durante il primo periodo di "attesa" il pulsante selettore non è premuto di nuovo, quando il tempo è trascorso, l'uscita Q dello MMV2 torna allo stato basso, resettando FF1 e portando Ⓔ allo stato basso. L'oscillatore allora riprende a funzionare, ed i LED posti nella linea di sotto iniziano ad accendersi dando inizio alla successione di illuminazioni.

Circuito oscillatore e contatore

L'oscillatore è formato dal trigger di Schmitt N4, unito a C5, R7 e P2. La frequenza può essere modificata tramite P2, in modo da raggiungere una velocità di esplorazione dei canali che può essere compresa tra 0,3 e 3 secondi per ciascun canale.

L'oscillatore è unicamente abilitato se l'ingresso di N4 (terminale 12) è allo stato alto, ed è il caso solo se ambedue gli ingressi di N8 sono bassi. In tal modo, se Ⓔ oppure Ⓗ sono alti, l'oscillatore è inibito.

L'oscillatore eroga il clock ad un contatore binario a 4 bit, IC4. L'uscita binaria del contatore è decodificata da IC5, un convertitore da 4 linee a 16. Il risultato è che le 16 uscite di IC5 (Q_0 ... Q_{15}) sono portate allo stato alto in successione.

Il canale 0; canale di attesa

I principali componenti di questo canale sono FF2, T3 e T4.

Quando l'uscita Q_0 dell'IC5 diviene alta T3 conduce e D2 s'illumina. Premendo il selettore si blocca l'oscillatore e si porta il contatore sul canale 0. Se il selettore a pulsante è quindi premuto mentre si è nel tempo di "attesa", un impulso che proviene da N5 porta al livello alto l'uscita di N9 e dà il trigger a FF2, che è un flip-flop del tipo "D".

Connetendo l'uscita $\overline{Q}$ all'ingresso D, l'uscita del flip-flop "commuta" ogni volta che un impulso è applicato all'ingresso di clock.

Dopo che FF2 ha ricevuto il trigger, l'oscillatore rimane bloccato poichè Ⓗ (l'uscita Q del flip-flop) è mantenuta allo stato alto. T4 così entra in conduzione, illuminando l'indicatore di attesa D3.

Il Monoselektor è portato fuori dallo stato di attesa premendo il pulsante selettore due volte in successione. Ciò porta la linea Ⓓ al livello alto ancora una volta, con il risultato che l'uscita di N9 diviene alta, FF2 riceve un impulso di clock e l'uscita Q del flip-flop Ⓗ diviene bassa.

Reset automatico

Quando l'apparecchio è messo in azione per la prima volta, il circuito automatico di reset (formato da T2, R8, R10 e C6) genera un impulso positivo dalla durata approssimativa di 500 ms.

Questo resetta IC4, disabilita i canali 1 ... 11 e seleziona il lavoro in "attesa" presettando FF2, che a sua volta (tramite N8) inibisce l'oscillatore. In tal modo il Monoselektor è nello stato di attesa, con il LED D3 acceso.

Canali da 1 a 11

Questi canali funzionano virtualmente nello stesso modo del canale 0, con solo delle piccole differenze. Le uscite dei canali da 1 a 11

sono portate all'utilizzatore per mezzo di un transistore separatore. Il maggior componente del canale 1 è $FF3_a$. Quando la sua uscita Q diviene alta. $T6_a$ entra nella conduzione, ed i LED $D5_a$ s'illumina per indicare che il canale è commutato, e la sua uscita è bassa. La resistenza $R17_a$ limita la corrente attraverso $T6_a$ ad un valore di sicurezza, mentre il diodo $D6_a$ protegge il LED contro le tensioni inverse ampie. $D7_a$ protegge $T6_a$ contro le forze elettromotrici (EMF) inverse, causate da carichi induttivi. Se si deve impiegare il canale 1, quanto detto basta, ma la descrizione è identica per i canali da 2 a 11. Siccome l'uscita dei canali è "attiva al valore basso", come dire che presenta uno "0" logico quando è "on", è necessario collegare un relais tra la linea positiva di alimentazione e le uscite.

Canali dal 12 al 15

I canali dal 12 al 15, come abbiamo detto in precedenza, hanno due uscite e possono essere impiegati per un funzionamento di tipo "analogico". Siccome sono tutti identici, il canale 12 può servire come esempio per il resto della circuiteria.
Quando l'uscita Q12 dell'IC5 diviene alta, il LED $D8_l$ s'illumina indicando che questo canale è abilitato. Se a questo punto si preme il tasto selettore, la linea D giunge al livello alto, e gli impulsi dall'andamento positivo danno il trigger al $FF12_l$. Se l'uscita Q di questo flip-flop in origine è bassa, ora diviene alta, con il risultato che ambedue gli ingressi di $N13_l$ divengono alti a loro volta e $T9_l$ entra nella conduzione. Così, sino a che D rimane alto, il LED rosso $D12_l$ s'illumina e l'uscita R del canale 12 diviene bassa. Se il pulsante selettore è lasciato andare a riposo, quindi premuto per una seconda volta nel periodo di "attesa" le uscite Q e $\overline{Q}$ di $FF12_l$ cambiano stato, cosicché a questo punto, ambedue gli ingressi di $N12_l$ assumono lo stato alto.
Sino a che il pulsante selettore rimane premuto, $T8_l$ è in conduzione, ed il LED verde $D9_l$ è illuminato, mentre l'uscita L del canale 12 è mantenuta al livello basso.
Se lo si desidera, le resistenze che limitano le correnti $R22_l$ ed $R27_l$ possono essere ridotte nel valore o addirittura cortocircuitate, purché le specifiche dei transistori ($T8_l$ e $T9_l$) non siano eccedute (la massima corrente da considerare è $\leqslant$ 100 mA).
Connettendo le due uscite ad un motore elettrico (tramite un relais) in modo tale che ruoti nel senso orario allorché l'uscita R è bassa, ed in modo antiorario quando l'uscita L è a sua volta bassa, è possibile operare un controllo "analogico", come l'esplorazione della scala di sintonia di un radoricevitore o simili.

L'alimentatore

Lo schema elettrico dell'alimentatore appare nella figura 5. L'alimentatore è montato sullo stesso pannello del circuito di figura 4. Come di vede, vi sono in pratica due alimentatori: uno per i LED (Uo) ed un altro per il resto del circuito.
Mentre l'alimentatore generico non è molto "spettacolare", il circuito che alimenta i LED è assai più sofisticato. tramite una resistenza dipendente dalla luce, o LDR, la luce emessa dai LED è variata automaticamente per seguire la luce ambientale e la sua densità.
Per esempio se vi è una forte luce solare, la resistenza della LDR (R32) è, ovviamente, estremamente bassa, con il risultato che T10 giunge all'interdizione e la tensione di base della coppia di Darlington T11/T12 aumenta, provocando l'aumento della Uo. Se al contrario vi è un'illuminazione più bassa, logicamente, la resistenza della LDR aumenta, portando nella conduzione T10 facendo decadere la tensione della base del T11. Ciò a sua volta limita la tensione Uo, con il risultato che i LED emettono una luminosità molto ridotta.

La resistenza R29, che è connessa in parallelo con la LDR, assicura che i LED non si spengano mai del tutto. Se i LED non risultano sufficientemente illuminati nel buio, il valore della resistenza ultima detta deve essere ritoccato in meno.
T13 assicura che la Uo, come linea di trasferimento, sia protetta dai cortocircuiti.
È stato notato che, in certi casi eccezionali, l'impiego di un alimentatore non regolare per il circuito principale può dar luogo a dei problemi. Se si nota una situazione del genere, instabile, la risposta è una sola; si deve realizzare un alimentatore stabilizzato che possa erogare 12V ed 1A, impiegando ad esempio un 7812, e lo si deve collegare con

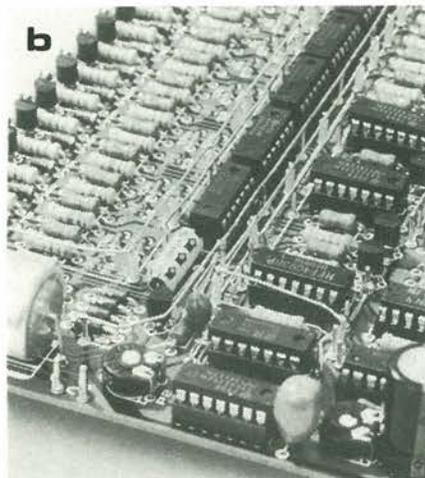



Figura 7. Lato parti del circuito stampato del Monoselektor (EPS 79039).

Foto A. Esempio di pannello montato con tutte le parti. L'impiego di zoccoli per i circuiti integrati è raccomandabile.

Foto B. Vista ravvicinata delle connessioni filati che devono essere eseguite sul lato parti del circuito stampato.

l'uscita ai capi del C7, tenendo ben d'occhio la polarità. In tal caso, i diodi da D15 e D18 possono essere omessi.

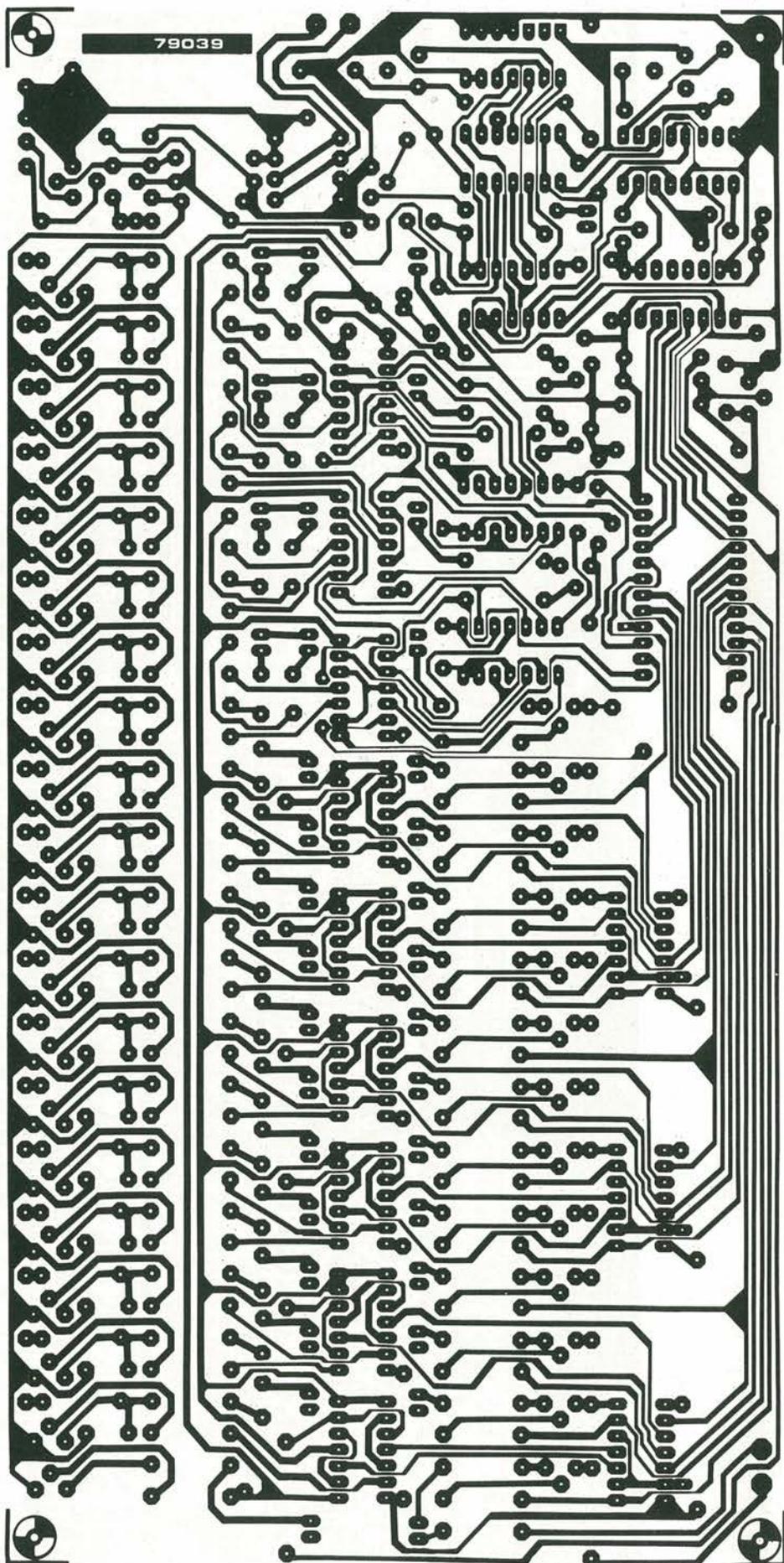
La realizzazione

Il lato rame ed il lato parti del circuito stampato che serve per assemblare il Monoselektor sono mostrati nelle figure 6 e 7, rispettivamente. L'assemblaggio necessita di un metodo costruttivo leggermente insolito. I componenti stampati in rosso sul lato parti, come dire i LED e la LDR, dovendo essere affacciati al pannello, vanno montati sul lato rame del pannello, e non, appunto, sul lato parti. Le connessioni anodiche dei LED 4, 8, 9 e 15 vanno eseguite in modo tale, che questi si possano affacciare sporgendo di 6 mm e sono accomunate da una connessione di filo rigido. Un esempio di pannello finito si vede nella foto A, mentre una veduta più da vicino (foto B) mostra come si debbano eseguire le connessioni. I punti dove queste connessioni sono richieste, sono chiaramente indicati sul lato componenti, e comunque non presentano alcun particolare problema.
Il LED di "attesa", D1, ed il LED spia dell'accensione, D19, sono montati sul fronte del contenitore e connessi al circuito tramite fili isolati.
La resistenza dipendente dalla luce, o LDR, logicamente deve "vedere" l'illuminazione ambientale, ma deve anche essere protetta dall'esposizione alla luce emessa dai LED. La miglior soluzione è praticamente una piccola apertura nel pannello frontale dell'apparecchio, e dietro, sistemarvi la LDR.
Il transistore T12 deve essere raffreddato, e la soluzione più semplice è montarlo (assicurandosi che vi siano le necessarie miche isolanti!) sul retro del case.
Un rivestimento autoadesivo per il pannello frontale, che si vede nella figura 1, e che riporta le necessarie indicazioni, è disponibile presso il servizio circuiti stampati di Elektor (EPS). Si può desiderare di avere un accesso esterno ai potenziometri P1 e P2, in modo che il tempo di "attesa" e la "velocità" di scorrimento delle luci possano essere variati. Ciò può essere ottenuto praticando due fori sul fronte del contenitore, nei punti indicati dal rivestimento autoadesivo.
Altri construttori, possono preferire il montaggio del P1 e del P2 sul retro del circuito stampato.

Concludendo

È evidente che il Monoselektor è essenzialmente un sistema di controllo, e "solo" un sistema di controllo. Vi è quindi la necessità di una interfaccia posta tra i canali in uscita ed il "mondo esterno". L'interfaccia può avere una infinità di forme che dipenderanno dalle necessità di chi lo utilizza, anche se i cosiddetti interruttori allo stato solido possono servire per la maggioranza delle applicazioni.
Dei buoni suggerimenti possono essere tratti dall'articolo "Il controllo delle apparecchiature alimentate a rete" che è pubblicato in questo stesso numero (e che è stato scritto quasi appositamente per completare questo testo...).

Il Monoselektor è il risultato di un progetto portato avanti da un gruppo di studio all'Università Tecnica (Politecnico) di Eindhoven, Olanda. La realizzazione, inizialmente, aveva come obbiettivo un telecomando che potesse essere impiegato senza problemi da parte degli handiccapati, ed in tal senso, il Monoselektor ha mostrato di rappresentare l'ideale. Un certo numero di apparecchi è stato installato in Olanda per un certo tempo, facendo parlare molto della relativa praticità ed affidabilità.

6

Elenco componenti

Resistenze:

R1 = 10k
R2 = 6k8
R3,R7 = 4k7
R4 = 22k
R5, R11, R13, $R15_a$ ... $R15_k$, $R18_a$ ... $R18_k$, $R20_l$ ... $R20_o$, $R23_l$ ... $R23_o$, $R26_l$ ... $R26_o$, R33 = 120 Ω
R6, R8, R12, R14, $R16_a$ ... $R16_k$, $R19_a$ ... $R19_k$, $R21_l$ ... $R21_o$, $R24_l$ ... $R24_o$, $R25_l$ ... $R25_o$ = 3k3
R9, R10 = 100k
$R17_a$ ... $R17_k$, $R22_l$ ... $R22_o$, $R27_l$ ... $R27_o$ = 150 Ω
R28 = 1k
R29 = 12k
R30 = 1 Ω
R31 = 27k
R32 = LDR
P1, P2 = 50k trimmer

Condensatori:

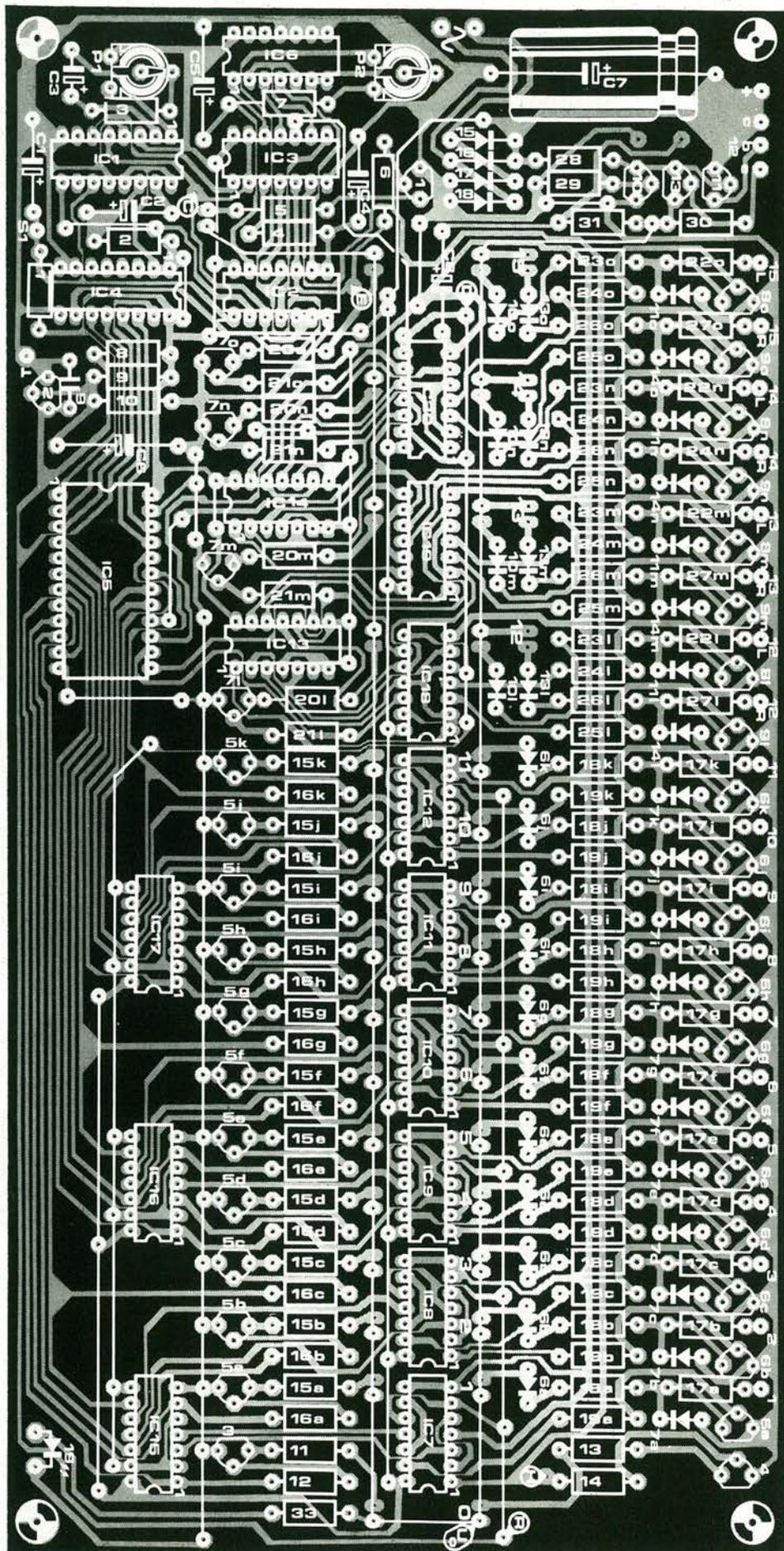
C1 = 1 μ/16 V
C2 = 22 μ/16 V
C3 = 470 μ/16 V
C4 = 10 μ/16 V
C5, C6 = 100 μ/16 V
C7 = 2200 μ/16 V
C8 = 47 μ/16 V
C9 = 10n

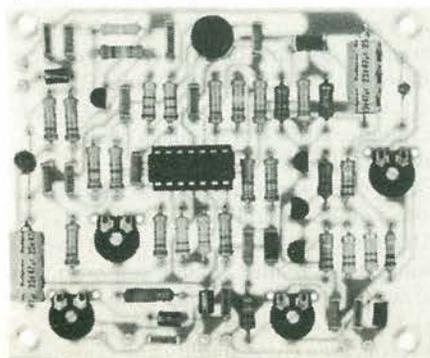
Semiconduttori:

D1, $D4_a$ ... $D4_e$, $D4_g$ ... $D4_k$, $D5_a$ ... $D5_e$, $D5_g$ ... $D5_k$, $D8_l$ ... $D8_o$, $D12_l$ ... $D12_o$, D19 = LED red
D2, D3, $D4_f$, $D5_f$, $D9_l$ ... $D9_o$ = LED verde
$D6_a$ ... $D6_k$, $D10_l$ ... $D10_o$, $D13_l$ ... $D13_o$ = DUS
$D7_a$ ... $D7_k$, $D11_l$ ... $D11_o$, $D14_l$ ... $D14_o$, D15, D16, D17, D18 = 1N4001
T1, T2, T3, T4, $T5_a$ ... k, $T6_a$ ... k, $T7_l$ ... o, $T8_l$ ... o, $T9_l$ ... o, T10, T11, T13 = TUN
T12 = 2N3055 radiatore
IC1 = 4528, 4098 (Motorola MC 14528, RCA CD 4098)
IC2 = 4093
IC3 = 4001
IC4 = 4520
IC5 = 4514
IC6 ... IC14 = 4013
IC15 ... IC20 = 4081

Varie:

S1 = SP interruttore
S2 = DP interruttore
F1 = 100 mA
Tr1 = trasformatore 6 .. 9V, min 0,5A (o 12V, 0,5 ... 1A, vedi nota)

7

assistentor

Tutti, una volta o l'altra, abbiamo avuto la frustrante esperienza di essere sul marciapiede del binario di una stazione e di cercare ansiosamente di capire qualcosa di ciò che sta indicando l'altoparlante della ferrovia, una situazione che offre un ottimo esempio di ciò che avviene con i sistemi di ascolto circolare viziati da un forte rumore di base.
Una soluzione per evitare ciò, è impiegare un compressore della dinamica che amplia la porzione più morbida del parlato, al di sotto della soglia di rumore, pur senza alterare i passaggi più forti delle indicazioni a voce. Se il sistema che descriviamo, è impiegato con l'amplificatore "Stentore", il risultato è un diffusore che può anche essere impiegato nelle condizioni peggiori di ascolto, con forti rumori circostanti.

L'ambiente che rechi un considerevole rumore (come le fabbriche, le assemblee all'aperto ecc) presenta un problema affatto speciale per i sistemi di diffusione circolare audio. Il livello del parlato varia considerevolmente, ed in tal modo, mentre la porzione più forte può essere seguita, non si odono affatto i passaggi più leggeri.
Sfortunatamente, portare al massimo il volume non risolve il problema, perchè le parole che hanno un livello intermedio rimangono al di sotto del rumore di fondo, mentre i passaggi più forti possono risultare confusi (e ancor di più turbati dalla distorsione che deriva dalla tosatura nell'amplificatore).
La gamma di dinamica del parlato (come dire la differenza tra l'informazione strillata e il sussurro) è di circa 35 dB. È un fatto, tuttavia, che tale gamma può essere ridotta a 5 dB senza viziare seriamente la comprensibilità della parola. È quindi possibile amplificare i bassi livelli dei segnali *sopra* al rumore di fondo, lasciando i livelli più alti al loro valore naturale ottenendo la massima comprensibilità (vedi la figura 1).
Il procedimento è noto come compressione dinamica, ed è la funzione principale del circuito che descriviamo qui. Siccome il complesso può essere impiegato in unione all'amplificatore "Stentore" che è descritto in questo stesso numero, e siccome il detto in inglese suona "Stentor", per far rima, questo dispositivo è denominato "Assistentor", che vuol dire "aiutante".
L'Assistentor, tuttavia, non è un semplice compressore della dinamica, il circuito di base utilizza un interessante fattore della voce umana necessario per rendere intellegibile un messaggio. La maggioranza della voce umana è concentrata nelle frequenze basse (o formata dalle frequenze basse), tuttavia queste frequenze sono di minor importanza per comprendere i segnali. Per esempio, passando la voce attraverso un filtro che attenui di −6dB per ottava, un filtro passa-alto con una frequenza di taglio di 1 kHz, si ha una riduzione nell'inviluppo complessivo del 77%. A dispetto dell'attenuazione, l'intellegibilità del segnale rimane virtualmente uguale (la si può stimare al 92% dell'originale).
L'Assistentor realizza il responso di figura 2, in relazione al segnale di parlato. Abbassa il responso alle componenti basse del segnale, ma al tempo stesso applica una certa attenuazione ai timbri acuti.
In tal modo oltre alla migliore comprensibilità si ottiene il taglio del sibilo caratteristico in diverse pronunce.

Compressione della dinamica

Il principio di base del funzionamento di un compressore, è l'attenuazione controllata. Il segnale all'ingresso, è portato ad un attenuatore e di seguito ad un amplificatore, l'uscita del quale è rettificata, filtrata, ed impiegata per controllare l'attenuatore. In tal modo, ogni volta che il segnale all'uscita dell'intero complesso aumenta, scaturisce una tensione di controllo che esalta la funzione dell'attenuatore, cosicchè il guadagno complessivo del circuito diviene più piccolo man mano che il segnale all'ingresso aumenta.
L'uscita del rettificatore è filtrata in modo da dare una tensione di controllo che possa seguire l'inviluppo della forma d'onda del segnale.
Per controllare l'attenuatore si possono impiegare numerosi dispositivi del tipo non - lineare, ad esempio i FET, le resistenze dal valore che dipende dalla luce o dalla tensione, e simili. Tuttavia, un tentativo di mettere in pratica la teoria, è impiegare i semplici diodi al germanio o al silicio.
Come si vede nella figura 3, la resistenza dinamica di un diodo decresce man mano che la corrente che attraversa la giunzione cresce.
Questo principio può essere impiegato nel progetto di qualunque circuito analogo all'Assistentor, come si vede nello schema a blocchi della figura 4.
La tensione del segnale all'ingresso, fatta decadere attraverso l'attenuatore a diodi è determinata nella grandezza dal controllo della corrente I_c.
Questo controllo in corrente, tuttavia, a sua volta è derivato dall'uscita dell'attenuatore (che quindi funziona come resistenza controllata in corrente). Non appena la tensione all'ingresso decade, si ha un riferimento diretto sulla corrente che attraversa i diodi, con il risultato che la resisten-

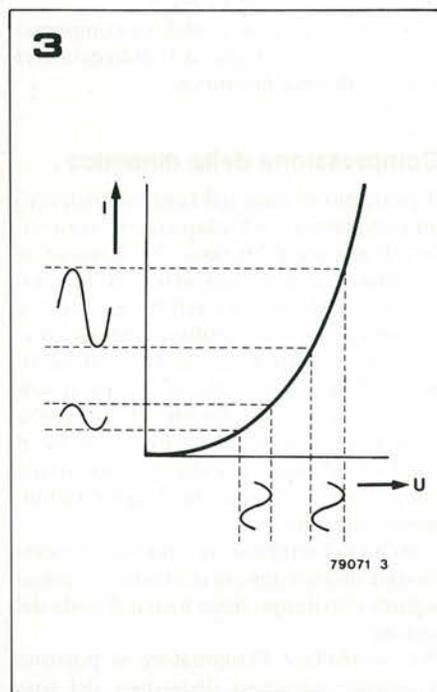
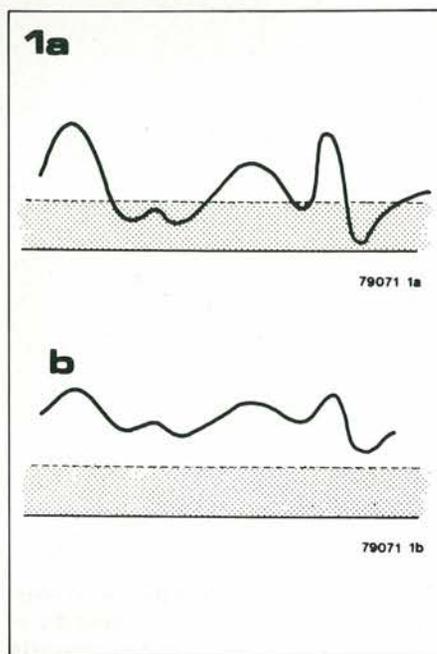
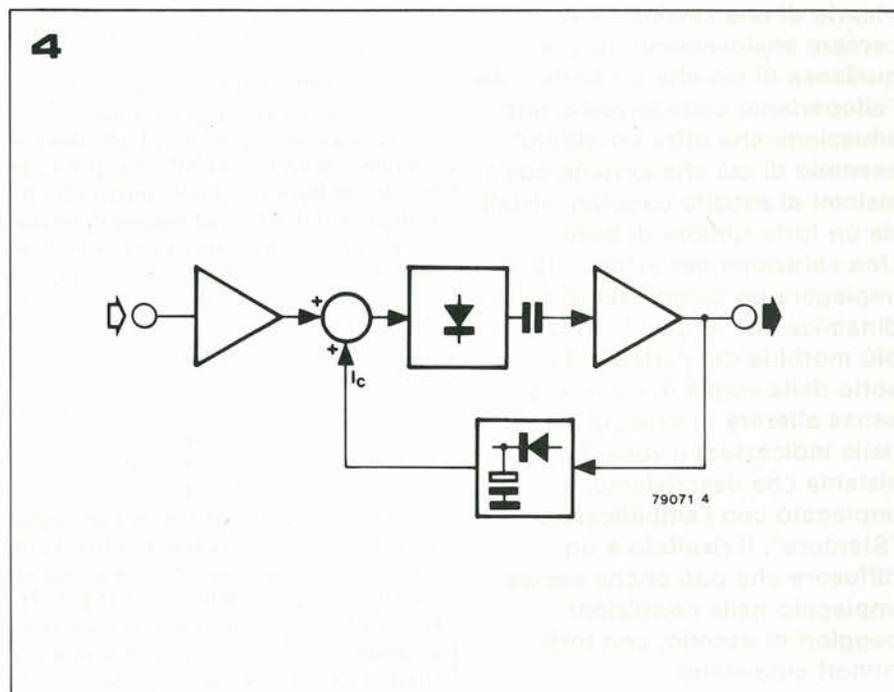



Figura 1a. In un ambiente molto rumoroso, la parte inferiore del segnale che deriva dal parlato è cancellata.

Figura 1b. Comprimendo la dinamica del segnale del parlato, i segnali più deboli sono portati ad un livello più alto rispetto alla soglia del rumore di fondo, senza peraltro che si influisca sui passaggi più forti.

Figura 2. Se si filtra il settore più basso delle frequenze che fanno parte della voce in modo da attenuarle progressivamente, è possibile ridurre drasticamente la potenza del segnale pur senza ridurre l'intelleggibilità.

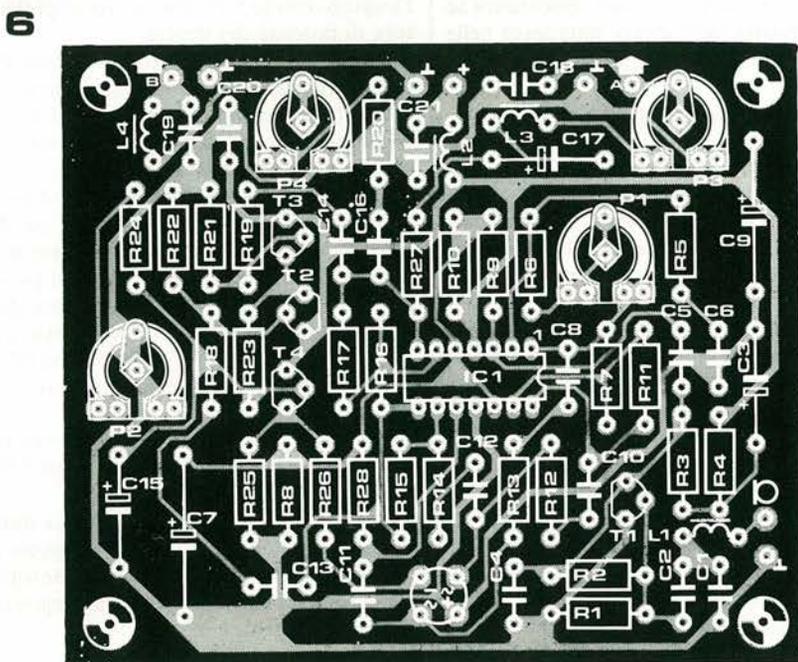
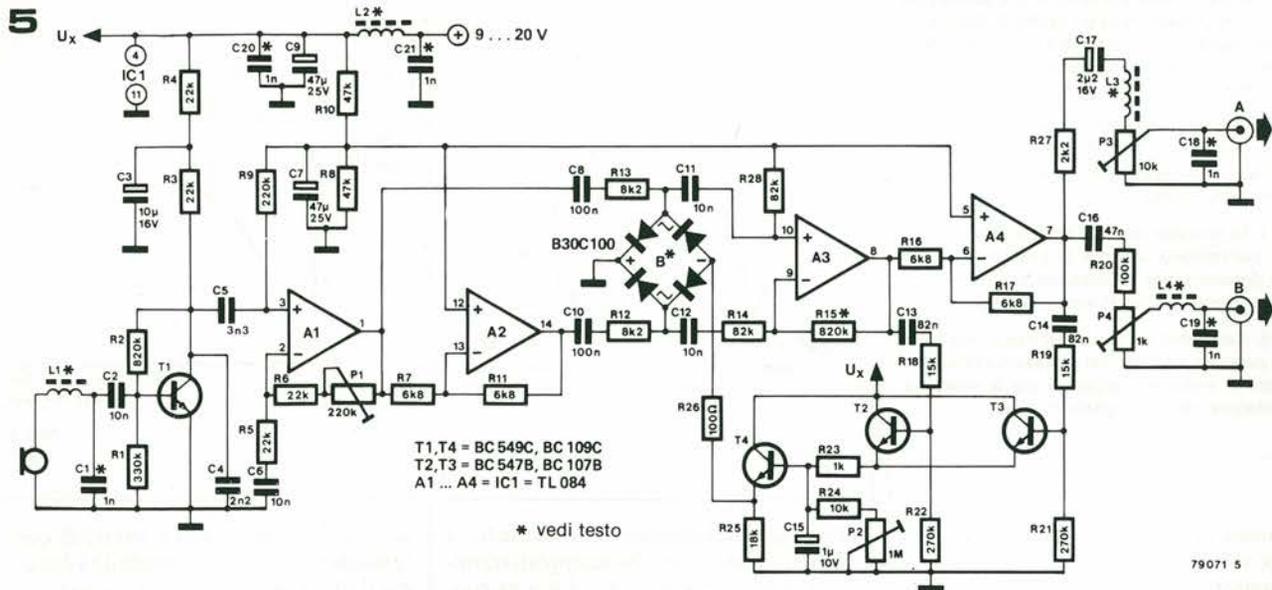
Figura 3. Un compressore della dinamica può essere ottenuto impiegando la caratteristica di trasferimento non-lineare di un diodo.

Figura 4. Schema a blocchi dell'Assistentor.

za dinamica dei diodi aumenta e la maggioranza della tensione-segnale cade su di essi. Di conseguenza, la gran parte del segnale all'ingresso è amplificato ed appare all'uscita del circuito.
La gamma della dinamica del segnale all'ingresso, è ridotta da circa 35 dB sino a circa 6 dB, come dire che i passaggi più bassi sono amplificati di circa 30 dB senza che i passaggi più forti siano influenzati.

Schema elettrico

Il circuito elettrico dell'Assistentor appare nella figura 5.
Come è evidente, non si usa un diodo solo, bensì quattro che sono collegati a forma di ponte e si usano per formare l'attenuatore controllato in corrente. La ragione per cui si usano quattro diodi, è che la corrente causa una caduta di tensione sui diodi, che è impressa sul segnale da trattare.
Le variazioni di questa tensione controllata potrebbero dare dei "click" spuri. Con la sistemazione circuitale che si osserva, l'audio è applicato in modo differenziale ed è amplificato da un amplificatore differenziale all'uscita dell'attenuatore. La tensione prodotta dal controllo in corrente tuttavia, appare nel modo comune all'ingresso dell'amplificatore ed è annullata.
Per essere certi che il modo di lavoro dell'attenuatore sia il più possibile simmetrico, e per ottimizzare il controllo della reiezione del segnale, i diodi dovrebbero essere idealmente selezionati in coppia. Peraltro, la miglior soluzione è quella di impiegare un ponte rettificatore simile a quello che si usa nell'alimentatore.
Dopo che il segnale è portato all'attenuatore a diodi, è amplificato dal T1 e da A1. Alcuni sistemi RC collegati ad A1 assicurano che il circuito abbia il responso mostrato nella figura 2. Il guadagno di questo stadio può essere variato tramite P1.
A2, funziona come amplificatore inverten-

5

6

Elenco componenti

Resistenze:

R1 = 330 k
R2 = 820 k
R3 . . . R6 = 22 k
R7,R11,R16,R17 = 6k8
R8,R10 = 47 k
R9 = 220 k
R12,R13 = 8k2
R14,R28 = 82 k
R15 = 820 k (vedi testo)
R18,R19 = 15 k
R20 = 100 k
R21,R22 = 270 k
R23 = 1 k
R24 = 10 k
R25 = 18 k
R26 = 100 Ω
R27 = 2k2
P1 = trimmer potenziometrico 220 k
P2 = trimmer potenziometrico 1 M
P3 = trimmer potenziometrico 10 k
P4 = trimmer potenziometrico 1 k

Condensatori:

C1,C18 . . . C21 = 1 n (vedi testo)
C2,C6,C11,C12 = 10 n
C3 = 10 µ/16 V
C4 = 2n2
C5 = 3n3
C7,C9 = 47 µ/25 V
C8,C10 = 100 n
C13,C14 = 82 n
C15 = 1 µ/10 V
C16 = 47 n
C17 = 2µ2/16 V

Semiconduttori:

T1,T4 = BC 549C,BC109C o equiv.
T2,T3 = 547B, BC 107B o equiv.
IC1 = TL 084
B1 = rettificatore a ponte, B30C100 (vedi testo)

Varie:

L1 . . . L4 = perle di ferrite (vedi testo)

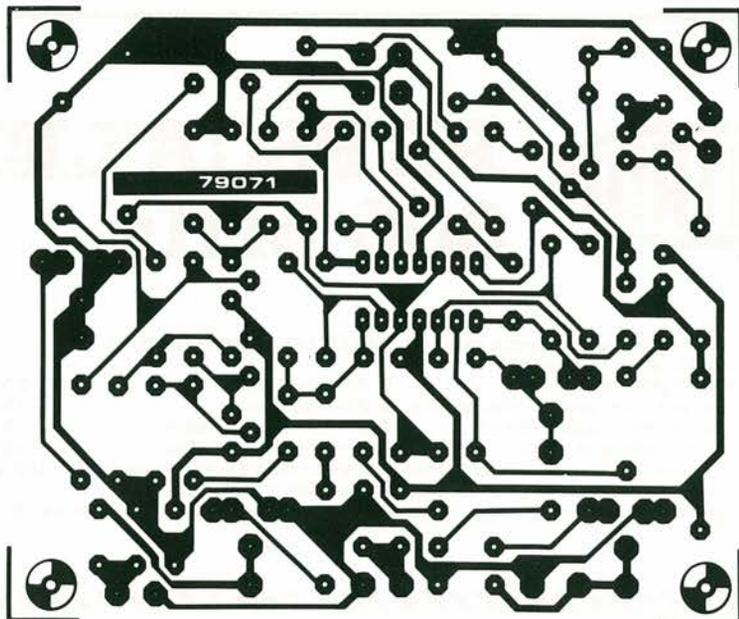
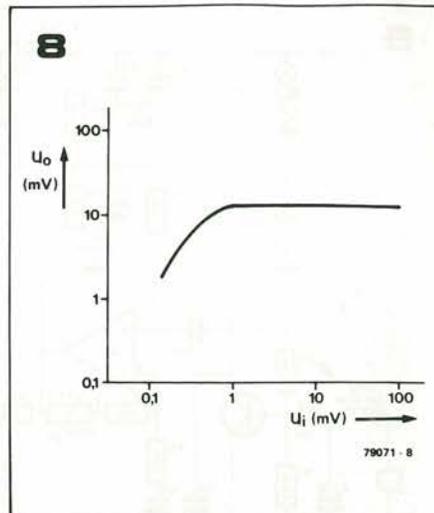
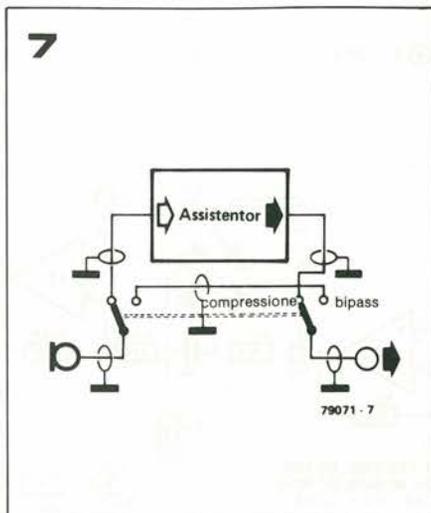



Figura 5. Schema elettrico completo. L'attenuatore controllato si basa su di un ponte di diodi. L'uscita del segnale è amplificata in modo differenziale per respingere la tensione di controllo nel modo comune.

Figura 6. Circuito stampato, lato parti e lato rame dell'Assistentor (EPS 79071). Per ridurre la possibile captazione di segnali RF servono alcune precauzioni: vedi il testo.

Figura 7. In un certo numero di applicazioni, può essere conveniente munire l'Assistentor di un doppio deviatore atto ad escluderlo. La connessione relativa si vede nella figura.

Figura 8. Caratteristica di trasferimento dell'Assistentor con il P1 regolato per la massima sensibilità. Come si vede, si raggiunge già la massima compressione con un segnale di 1 mV.

te cosicchè una versione in controfase del segnale d'ingresso amplificato giunge all'attenuatore controllato. Una configurazione del genere è presente all'uscita dell'attenuatore: A3 amplifica il segnale compresso, mentre A4 è ancora collegato come invertitore di fase. Si ha quindi a disposizione una versione in controfase del segnale compresso, che permette la rettificazione a onda intera da parte di T2 e T3. L'uscita di questi transistori è impiegata per caricare C15, il condensatore di spianamento.

La tensione ai capi di questo condensatore determina la corrente di controllo all'emettitore del T4. Il tempo di scarica di questo condensatore, quindi il tempo di discesa del compressore, può essere variato tramite P2.

L'Assistentor prevede due uscite. L'uscita A eroga un segnale dal livello impiegabile per l'uso con amplificatori di potenza del genere dello Stentor, mentre l'uscita B eroga un segnale a basso livello. L'ampiezza di ambedue i segnali può essere regolata tramite i potenziometri P3 eP4, rispettivamente.

Siccome il circuito da un guadagno considerevole (sino a circa 86 dB), è suscettibile di captare dei segnali a radiofrequenza. Per questa ragione, l'ingresso, l'uscita e la linea di alimentazione sono disaccoppiati tramite delle perle di ferrite: L1 ... L4, e da condensatori di bipass da 1n. La misura di cautela, ha una particolare importanza se l'apparecchio deve essere impiegato nelle vicinanze di un sistema ricetrasmittente.

Realizzazione pratica ed impiego

Il circuito stampato dell'Assistentor è mostrato nella figura 6. Le perle di ferrite L1 ... L4, sono indicate in forma di bobina sul lato parti. L'induttanza desiderata è ottenuta avvolgendo sugli elementi di ferrite due o tre spire di filo isolato.

Qualunque tipo di rettificatore a ponte serve B1. Ovviamente, è meglio evitare le versioni che hanno una corrente troppo alta, come dire che il modello da 100 mA è da preferire in particolare se confrontato con uno da alcuni A. Sia nello schema che nell'elenco delle parti e menzionato il B30C100; tuttavia il valore di corrente di 100 mA è solo un valore nominale che serve da guida, da indirizzo.

La sensibilità del circuito può essere regolata tramite il trimmer P1. Se la gamma data da questo potenziometro semifisso risulta insufficiente, si può modificare il valore di R15. Incrementando il valore di questa resistenza, aumenta la sensibilità (così come il livello ad ambedue le uscite).

L'Assistentor non è certamente limitato all'impiego con lo Stentore o altro amplificatore di potenza del genere.

La previsione per una uscita a basso livello indica che può essere impiegato anche come parte di un dittafono, di un interfonico, di un sistema di diffusione per uffici, o scuole, nonchè nelle stazioni radio amatoriali per ottenere la massima profondità di modulazione senza sovramodulare, quindi ottenendo la maggior portata di comunicazione. La figura 7 mostra come si possa munire l'Assistentor di un deviatore per poterlo includere ed escludere. Questo arrangiamento è indispensabile se si usa l'Assistentor con una stazione trasmittente d'amatore.

Infine, la figura 8 mostra la caratteristica di trasferimento dell'Assistentor con il P1 regolato per la massima sensibiltà.

Il livello della tensione all'uscita B è dato per diversi valori della tensione d'ingresso. Come si vede, si ha una compressione totale già con una tensione-segnale all'ingresso che valga appena 1 mV.

stentore

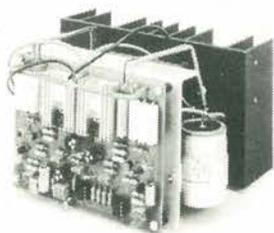
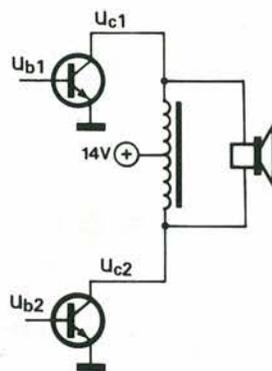
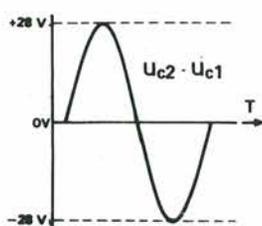
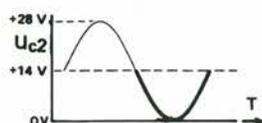
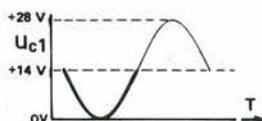
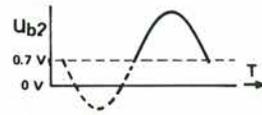
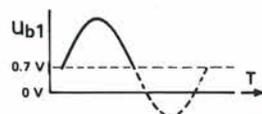
Nell'Iliade di Omero, Stentore è il nome di uno dei greci che assediano Troia, del quale si dice che avesse la voce più forte di quella di 50 uomini insieme. Stentore è quindi un nome giusto per l'amplificatore qui descritto, che, per essere fine all'analogia, eroga la potenza di 50 radio a transistor! Una caratteristica che distingue questo amplificatore da tutti gli altri, è che è portatile (!) visto che può essere alimentato da una normale batteria da automobile da 12V, e di conseguenza risulta l'ideale per la diffusione circolare all'aria aperta.

Vi è un certo numero di situazioni nelle quali si richiede un amplificatore dalla potenza elevata, anche se la connessione con una presa di rete risulta molto difficile o del tutto impossibile. Si può aver bisogno di un amplificatore del genere durante i comizi politici, per esempio, o le dimostrazioni, le feste, le gare scolastiche, le processioni religiose eccetera. Lo Stentor è stato proprio progettato per risultare "un pacco di watt" pur essendo portatile. Di solito, escludendo la rete-luce, si hanno delle limitazioni in relazione all'uscita dell'amplificatore, tuttavia, i parametri che sono influenzati in senso negativo, e prima di tutto l'incremento nella distorsione armonica, sono di secondaria importanza per le applicazioni previste per lo Stentore (la distorsione armonica è ovviamente di minor importanza rispetto a, per esempio, la distorsione crossover o la tosatura).

Prendendo in considerazione una normale batteria da auto come sorgente d'alimentazione, quale potenza d'uscita si può ottenere, impiegando dei convenzionali stadi amplificatori d'uscita? Se si prendono come esempi gli stadi usuali, la potenza erogata al carico può essere calcolata impiegando la semplice equazione che segue. Non considerando le perdite di tensione nei transitori di uscita, nelle resistenze e nei condensatori, e tenendo a mente che il calcolo vale solo per i segnali sinusoidali, la massima potenza teorica P è data da:

$$P = \frac{U^2}{8 \cdot RL},$$

ove:
U = tensione d'alimentazione.
RL = impedenza dell'altoparlante.

Quindi, nel caso che l'alimentazione sia a 12 V e l'altoparlante sia da 4 Ω la potenza d'uscita dovrebbe essere uguale a 4,5 W. Naturalmente questa è una potenza ridicolamente bassa per sistemi di diffusione circolare. Tuttavia, vi è un diverso tipo di stadio finale

comunemente impiegato negli amplificatori di potenza che viene detto configurazione a ponte.
In un amplificatore a ponte, si usano due stadi finali, ed il segnale di pilotaggio è applicato in controfase a ciascun ingresso di questi. L'altoparlante è connesso tra le due uscite.
Il risultato dell'impiego di questa configurazione è che l'ampiezza del segnale in uscita è raddoppiata, e la potenza erogata al carico (in questo caso l'altoparlante) è quadruplicata.
In tal modo, sempre considerando l'alimentazione a 12 V e l'altoparlante da 4 Ω, teoricamente si può ricavare una potenza d'uscita di 18 W.
Vi è un'altra astuzia tecnica che si può impiegare, ed è la connessione di un trasformatore in parallelo all'altoparlante. Il trasformatore deve essere, per quanto possibile, formato da due avvolgimenti identici, e connesso come impedenza con la presa centrale (come dire un trasformatore di rete che abbia due secondari eguali con il primario non impiegato). La presa centrale va connessa al positivo generale dell'alimentazione. In queste condizioni, il cambio nell'assorbimento della corrente, assorbita da un transistore dall'alimentazione, tramite la presa centrale, induce una tensione nell'altro avvolgimento, che può essere più grande della tensione di alimentazione medesima. Quindi, per metà periodo della forma d'onda, all'altoparlante può apparire un segnale dall'ampiezza doppia dell'alimentazione, ed il tal modo l'ampiezza da picco a picco del segnale che si presenta all'altoparlante può essere più grande quattro volte della tensione d'alimentazione (vedi la figura 1). La potenza erogata nell'altoparlante, non è quindi 18 W, ma 72 W (per un carico di 4 Ω); sempre considerando che la sorgente di alimentazione possa offrire una corrente che basti, si può ricavare un valore di 144 W se il carico è 2 Ω. Si può ancora migliorare questo già importante valore se si impiega una batteria che eroghi 14 V, una tensione non inconcepibile.

Schema a blocchi

Lo schema a blocchi dello Stentore appare nella figura 2. Come si vede, il circuito impiega il principio di aggiungere il trasformatore per incrementare la potenza d'uscita. Il

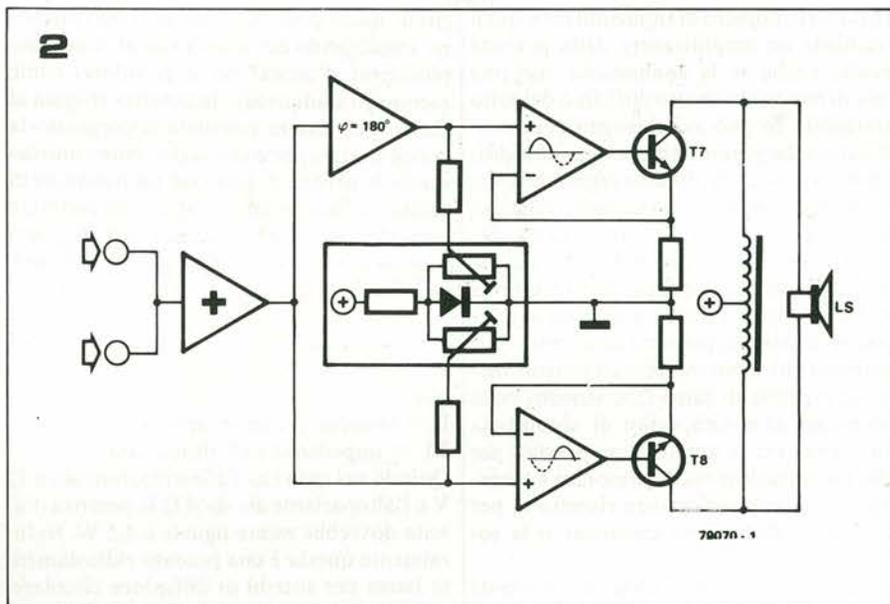



Figura 1. La figura illustra l'effetto di duplicazione della tensione, ricavato accoppiando lo stadio d'uscita tramite un trasformatore.

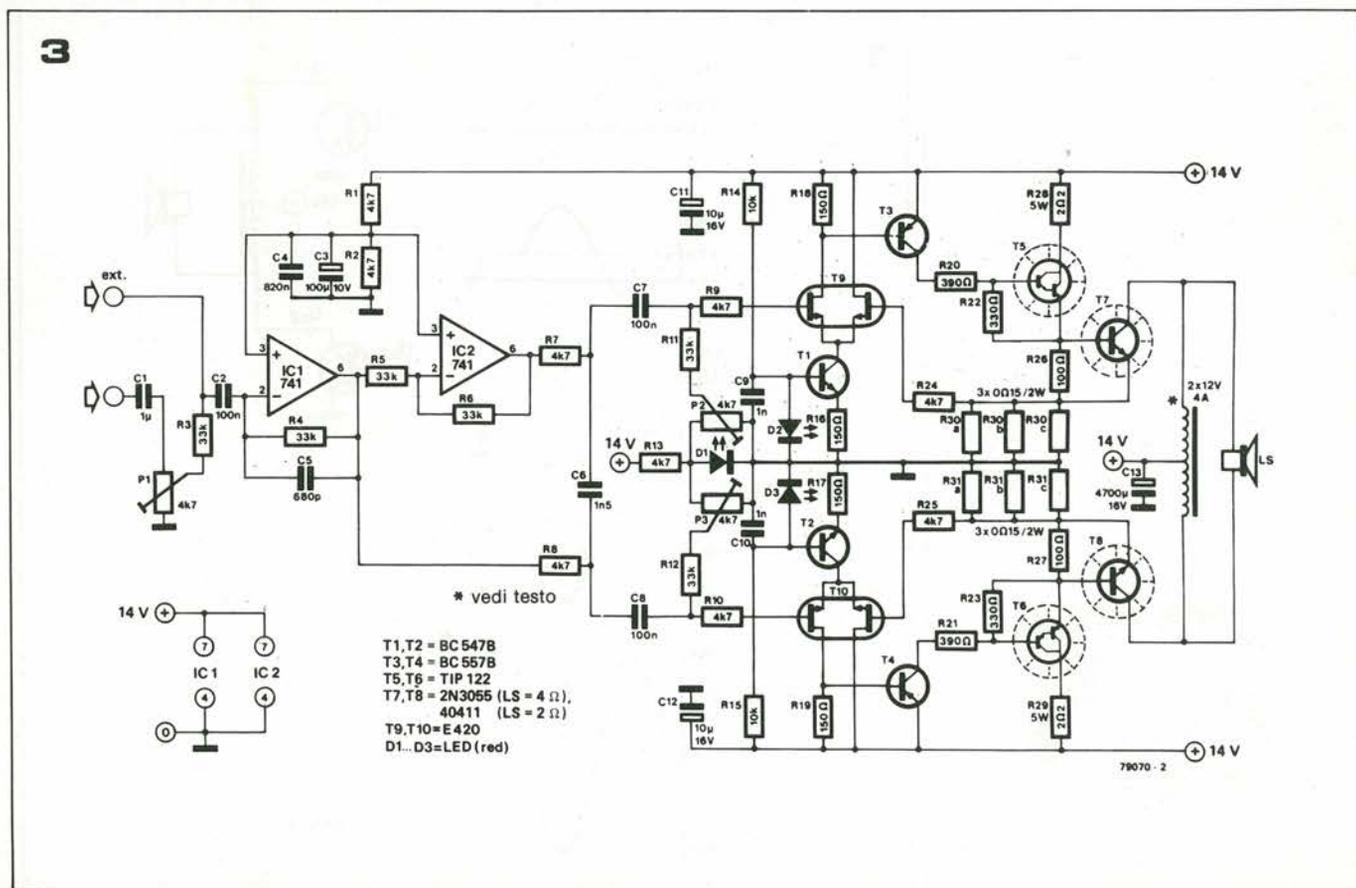
Figura 2. Schema a blocchi dello Stentore.

Figura 3. Schema elettrico completo dello Stentore. I LED D2 e D3 regolano le polarizzazioni delle basi dei transistori Ti, T1 e T2, e durante il funzionamento devono emettere una luminosità minima o nulla. Lo stesso è vero per il D1, che è impiegato per regolare la corrente di riposo degli stadi d'uscita.
La regolazione della corrente di riposo è molto semplice: si collegherà un amperometro in serie con la linea di alimentazione (accertandosi che all'inizio il cursore del P2 sia regolato completamente in senso orario e che il P3 sia regolato in senso antiorario, come dire che ambedue i cursori devono essere diretti al comune dell'alimentazione). P2 ora deve essere regolato sin che la corrente di riposo sia esattamente di 0,5 A. Di seguito, P3 sarà regolato in modo da leggere 1A sullo strumento.

3

* vedi testo

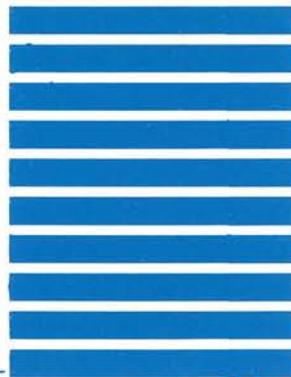
T1,T2 = BC 547B
T3,T4 = BC 557B
T5,T6 = TIP 122
T7,T8 = 2N3055 (LS = 4 Ω), 40411 (LS = 2 Ω)
T9,T10 = E420
D1...D3 = LED (red)

79070 - 2

SERVIZIO CIRCUITI STAMPATI E SOFTWARE

non affrancare
Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto di credito n. 2771 presso l'ufficio postale di Cinisello Balsamo

GBC Italiana s.p.a.

Divisione EPS/ESS Elektor

Casella Postale 76
20092 Cinisello B.

OFFERTA SPECIALE RIVISTE ARRETRATE

AFFRANCARE
CON
L. 120

JCE DIVISIONE ELEKTOR

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello B.

PICCOLI ANNUNCI

AFFRANCARE
CON
L. 120

JCE DIVISIONE ELEKTOR

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello B.

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________

Città ____________________ C.A.P. ____________________

Data ____________________ Firma ____________________

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) ____________________

Inviatemi direttamente o tramite il punto di vendita GBC a me più vicino i seguenti circuiti stampati.

Pagherò al postino l'importo indicato + spese di spedizione.

Termini di consegna: EPS 60 gg. dalla data di ricevimento dell'ordine.

ESS 90 gg. dalla data di ricevimento dell'ordine.

EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________ N. ____________________

C.A.P. ____________________ Città ____________________

☐ Inviatemi i 6 numeri arretrati del 1979 di Elektor

☐ Allego assegno di L. 7.000

☐* Ho effettuato il versamento sul c/c postale 315275 intestato a JCE-Milano

☐* Ho effettuato il versamento con vaglia postale intestato a JCE
Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello B. (MI)

* In questi casi specificare sui moduli postali la causale del versamento.

TESTO PICCOLO ANNUNCIO

(scrivere in stampatello)

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________

N. ____________________

C.A.P ____________________

Città ____________________

Tel. ____________________

Data ____________________

Firma ____________________

segnale d'ingresso è prima portato ad un amplificatore sommatore, che permette di miscelare tra loro diversi segnali, prima di amplificarli (vedi la figura 5).

Il vero amplificatore comprende due stadi d'uscita identici, uno dei quali è pilotato direttamente dall'uscita dell'amplificatore-sommatore, mentre l'altro ricava il pilotaggio da un invertitore di fase. Siccome i due transistori d'uscita sono polarizzati virtualmente nella loro regione d'interdizione, ciascuno stadio conduce durante un semiperiodo del segnale d'ingresso.

Gli stadi prepiloti sono formati da amplificatori differenziali, mentre i transistori piloti e finali sono connessi come amplificatori di corrente. Per ridurre la distorsione da crossover al minimo, gli stadi d'uscita sono in effetti polarizzati un poco "sopra" al punto d'interdizione, ed in tal modo vi è una corrente di riposo che scorre anche in assenza di segnale d'ingresso. Questo livello di polarizzazione può essere variato tra 0 e 1,4 V tramite due potenziometri (P2 e P3 nello schema elettrico). Come è stato detto, i transistori d'uscita sono collegati ad un trasformatore munito di presa centrale e quest'ultima è collegata al positivo dell'alimentazione.

Inizialmente, nelle condizioni di riposo, ambedue i termini del trasformatore (i capi esterni) sono ad un potenziale positivo. Durante un semiperiodo del segnale, uno dei transistori d'uscita (per esempio T7) entra nella conduzione, e la corrente è assorbita attraverso l'avvolgimento sovrastante provocando il calo della tensione di collettore nel T7.

Comunque, il cambio nel flusso della corrente attraverso l'avvolgimento sottostante (per "sovrastante" e "sottostante", ci riferiamo evidentemente ad un fatto grafico, per chiarezza, e non certo ad uno elettrico ...) che ha la polarità opposta rispetto a quella dell'avvolgimento sovrastante, come dire che l'ultima detta cade da + 14 V a zero, mentre l'altra sale a +28 V (vedi la figura 1). Nel secondo semiperiodo del segnale all'ingresso, il procedimento s'inverte. T8 diviene conduttore (mentre T7 s'interdice) portando ad un livello di tensione basso l'avvolgimento sottostante, e così inducendo una tensione opposta nell'avvolgimento sovrastante. In tal modo, la differenza totale di tensione ai capi dell'altoparlante in ogni ciclo è due volte la tensione d'alimentazione, e sebbene la tensione non giunga mai a 0 V, siccome la corrente s'inverte ad ogni metà ciclo, l'altoparlante effettivamente "vede" una tensione alternata che passa da +28 V a − 28 V.

Schema elettrico

Il circuito elettrico dello Stentore appare nella figura 3. A1 forma l'amplificatore-sommatore, ed il suo guadagno può essere determinato dal rapporto di R4/R3. Il sistema divisore di tensione formato da R1/R2, eroga una tensione di riferimento che è metà della tensione di alimentazione.

Questo valore, è applicato all'ingresso non-invertente dell'amplificatore operazionale, cosicché, in assenza di un segnale d'ingresso, l'uscita di A1 eguaglia a sua volta la metà della tensione. Qualunque tensione alternata che sia applicata all'ingresso di A1, viene quindi invertita e sommata a metà della tensione di alimentazione. A2, è a sua volta connesso come amplificatore invertente, cosicchè il segnale portato ai due stadi di uscita è in controfase.

Gli stadi d'uscita, che sono identici, consistono di amplificatori differenziali (T9 e T10 rispettivamente), che sono polarizzati tramite la sorgente di intensità controllata formata dal T1 e dal LED rosso D2 (T2 e D3), nonché dai transistori piloti e finali T3, T5, T7 (T4, T6 e T8). È da notare che è importante che sia impiegato proprio un LED rosso, per regolare la polarizzazione dell'amplificatore differenziale, visto che LED di altri colori hanno delle tensioni caratteristiche dirette dai valori diversi.

La corrente di collettore del T1 scorre attraverso le due parti del T9 in proporzioni relative che sono determinate dalle tensioni di gate dei due FET. Il segnale d'ingresso è portato tramite R9 al gate che si vede a sinistra del T9, e questa tensione di gate determina il livello di conduzione di T3, T5 e T7. Comunque, la corrente che attraversa T7 scorre anche attraverso R30, cosicché la tensione che cade su questa resistenza, determina la tensione del gate dell'altra metà del T9, come dire che vi è una reazione negativa. La corrente di collettore del T7 è proporzionale alla tensione d'ingresso.

Come è stato detto in precedenza, R13 e D1 erogano una tensione continua pari ad 1,4 V. Tramite P2 e P3, una porzione di questa tensione è impiegata per polarizzare gli stadi

Figura 4. Circuito stampato dello Stentore, lato rame e lato parti (EPS 79070). I transistori d'uscita ed il trasformatore d'accoppiamento non sono montati sul pannello.
T7 e T8 devono essere muniti di un radiatore ampiamente dimensionato (ci si deve assicurare che i transistori siano ben isolati dalla base metallica tramite le miche, i passantini acc.).

Figura 5. La figura illustra come si possono portare all'ingresso dello Stentore diversi segnali da sommare assieme. Se si prevede l'impiego di un solo segnale, P1 funziona come controllo di volume.

Figura 6. Filatura dello Stentore. Durante questo cablaggio, si deve mettere in pratica una buona cura. I fili usati, devono essere grossi e rigidi per quanto possibile. Si raccomanda di effettuare il lavoro con stretta aderenza al disegno.

4

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R2,R7,R8,R9,R10,R13
R24,R25 = 4k7
R3,R4,R5,R6,R11,R12 = 33 k
R14,R15 = 10 k
R16,R17,R18,R19 = 150 Ω
R20,R21 = 390 Ω
R22,R23 = 330 Ω
R26,R27 = 100 Ω
R28,R29 = 2Ω2/5 W
R30a . . . R30c,R31a . . . R31c
= 0.15 Ω/2 W
P1,P2,P3 = 4k7 trimmer potenziometrico

Condensatori:
C1 = 1 μ (non elettrolitico)
C2,C7,C8 = 100 n
C3 = 100 μ/10 V
C4 = 820 n
C5 = 680 p
C6 = 1n5
C9,C10 = 1 n
C11,C12 = 10 μ/16 V
C13 = 4700 μ/16 V

Semiconduttori:
T1,T2 = BC 547B, BC 107B o equiv.
T3,T4 = BC 557B, BC 177B o equiv.
T5,T6 = TIP 122
T7,T8 = 2N3055 (LS = 4 Ω),
40411 (LS = 2 Ω)
T9,T10 = E 420 (doppio FET)
A1,A2 = IC1, IC2 = 741
D1,D2,D3 = red LED

Varie:
Trasformatore 2 x 12 V/4A
(LS = 4 Ω), 2 x 12 V/8 A
(LS = 2 Ω)
LS = altoparlante 4 Ω/75 W o
2 Ω/150 W (2 x 4 Ω/75 W)
Radiatore da 250 cm² ca. (le alette saranno alte 5 cm ca.)
2 radiatori per: TIP 122.

7

8 x 15 W/4 Ω
(8 x 10 W/8 Ω)
=
120 W/2 Ω
(80 W/4 Ω)

18 x 8 W/4 Ω
(18 x 4 W/8 Ω)
=
144 W/2 Ω
(72 W/4 Ω)

32 x 5 W/4 Ω
=
160 W/2 Ω

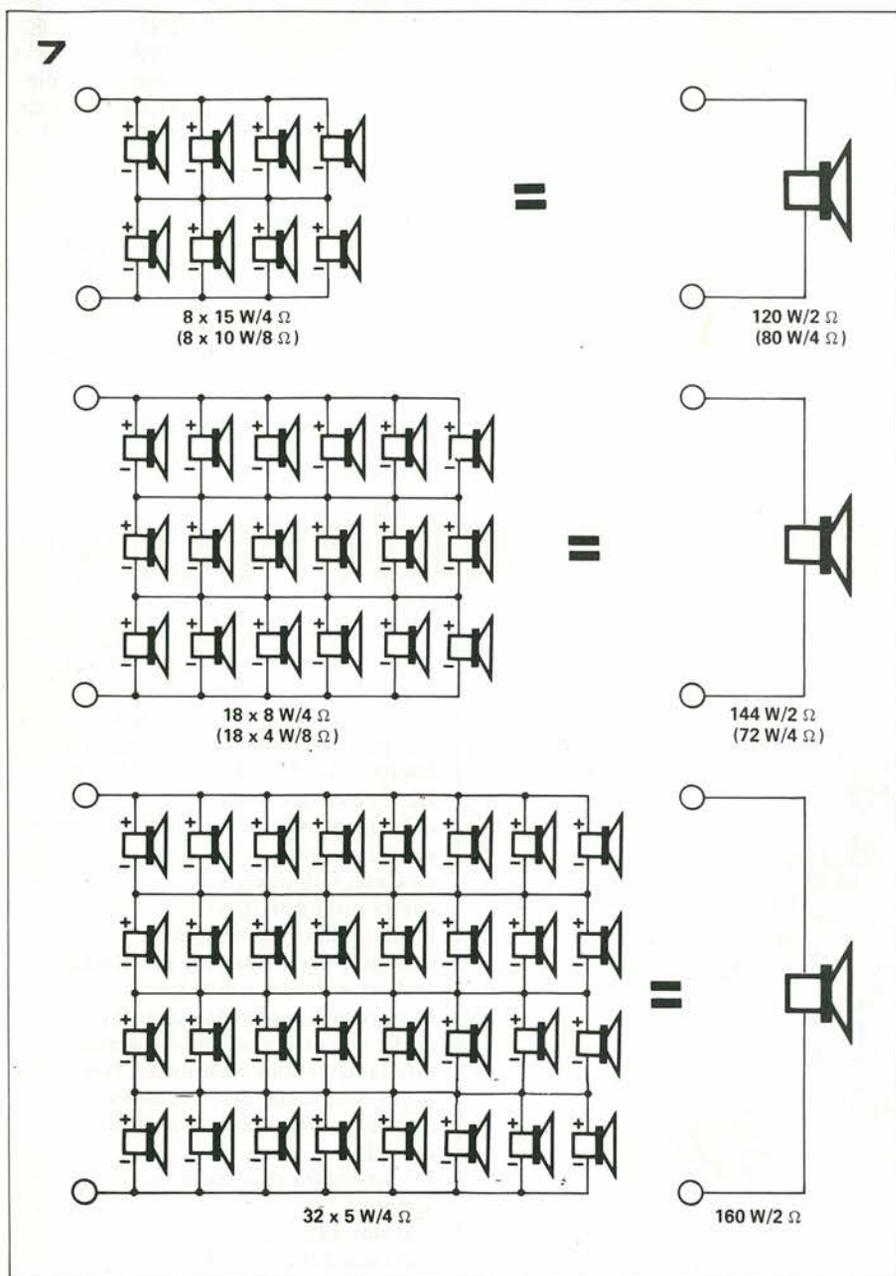
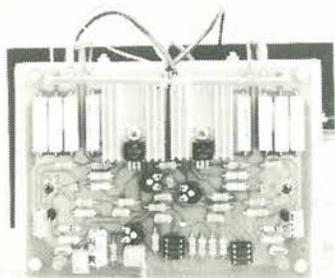



Figura 7. Un metodo per cablare un certo numero di altoparlanti. Ci si deve assicurare che tutti gli altoparlanti siano bene in fase tra di loro, come è detto nel testo.

d'uscita in modo tale che circoli una piccola corrente di riposo anche in assenza di segnali presentati all'ingresso.
Ciò ha come effetto la riduzione della distorsione crossover.

Realizzazione pratica

Il circuito stampato dell'amplificatore Stentor, lato rame e lato parti appare nella figura 4. La realizzazione pratica non presenta assolutamente alcun problema particolare, anche se il valore di certi componenti dipende dall'impedenza dell'altoparlante che deve essere impiegato. Se per esempio si usa un altoparlante da 2 Ω i transistori 2N3055 (T7/T8) devono essere sostituiti con i 40411, che risultano leggermente più dispendiosi.
Il trasformatore deve essere in grado di sopportare almeno 4A nel caso che s'impieghi un altoparlante da 4 Ω, ed 8 A se si usa un altoparlante da 2 Ω.
È estremamente importante che i terminali del primario di questo trasformatore siano ben isolati, poiché il rapporto-spire tra primario e secondario provoca delle tensioni pericolose indotte nel primario.
Lo schema della filatura esterna al circuito stampato dell'amplificatore Stentor è riportata nella figura 6.

Gli altoparlanti

Come è stato sottolineato all'inizio dell'articolo, lo Stentor non può essere detto propriamente un amplificatore ad alta fedeltà, e non ne ha le prestazioni. La distorsione totale dell'amplificatore è nella ragione del 10%, anche se la maggior parte di questa distorsione ha ben poco effetto sull'intellegibilità del parlato.
Avendo detto come lo Stentor è in grado di pompare un buon numero di Watt nell'altoparlante, vale la pena di spendere due parole per esaminare quali altoparlanti possono essere impiegati.
È da notare la parola altoparlanti, perché l'idea d'impiegare un solo altoparlante con lo Stentore, considerata la potenza, darebbe luogo solamente ad una perdita di tempo e di danaro. Un sistema assai meno dispendioso ed efficace è connettere un buon numero di altoparlanti in serie-parallelo, tra di loro, realizzando la configurazione che si vede nella figura 7. Molti costruttori di altoparlanti distribuiscono un tipo di altoparlante che costa meno di 8.000 lire e che sopporta una potenza compresa tra 5 e 15 W. Montando un certo numero di questi altoparlanti tutti vicini su di un pannello o in una struttura a forma di colonna, si può ottenere anche un miglioramento nell'efficienza, che proviene dal reciproco rinforzamento degli effetti.
Si deve mettere la massima cura nel verificare che tutti gli altoparlanti siano in fase tra di loro. La fase, può essere provata collegando brevemente la batteria ai terminali della combinazione di altoparlanti. I coni, devono essere visti muoversi tutti assieme nella stessa direzione degli altri, o in fuori o in dentro. Se uno non segue la direzione degli altri, è evidentemente fuori fase, e le sue connessioni devono essere invertite.

convertitore per onde corte

Questo semplice convertitore per onde corte, controllato a cristallo, è previsto per essere impiegato in unione ad un ricevitore convenzionale per onde medie; ad esempio un autoradio. La banda preferita delle onde corte, è direttamente convertita come frequenza sulla banda delle onde medie, ed in tal modo, il ricevitore usuale MW, lo si usa come se fosse previsto per le onde corte.

Il circuito ràppresenta quel che si dice "semplicità". Quando S1 è nella posizione mostrata, l'antenna è connessa al filtro passa-banda d'ingresso. Questo è formato da due circuiti risonanti LC (L1, C1, C2 ed L2, C3, C4), strettamente accoppiati per il tramite del C5.

Il filtro d'ingresso è seguito da un convertitore autooscillante, che come elemento principale utilizza un MOSFET (T1) dal doppio gate ed un quarzo.

La frequenza desiderata all'uscita, la si ottiene tramite un successivo filtro passabanda che comprende ben tre sistemi LC (come dire L3/C9, L4/C10, nonchè L5/C11) ed un condensatore, di accoppiamento (C12) che giunge all'antenna del ricevitore ad onde medie. Questo apparecchio deve essere sintonizzato per ricevere la stazione a onda corta che interessa.

Il convertitore è previsto per poter ricevere una particolare gamma ad onde corte che interessi. La Tabella 1 dà i valori per L1, L2, C5 ed il cristallo su di un ampio spettro di frequenze OC. Se invece di accontentarsi della ricezione di una sola banda ad onde corte, si desidera riceverne più d'una, i componenti detti devono essere commutati; naturalmente, una soluzione forse più semplice, ma certamente più affidabile, è realizzare diversi convertitori.

In certi casi, la gamma ad onde corte può anche non essere convertita esattamente e direttamente sulle onde medie, con la proporzionale scala. Se è necessario, si deve impiegare una frequenza diversa per il cristallo.

La procedura di allineamento è davvero semplice:

- Si sintonizza una stazione ad onde corte di radiodiffusione circolare che possa essere convertita ad approssimativamente 1400 kHz, e si regola C12 per la massima sensibilità in relazione al campo ricevuto.
- Si sintonizza una stazione ad onde corte che risulti a circa 1500 kHz nella banda delle onde medie e si regola C4 per il massimo segnale ricevuto.

Tabella 1

Banda (metri)	L1, L2 (μH)	C5 (pF)	Quarzo (kHz)
75	8.2	10	2300
60	4.7	10	3600
49	3.9	10	4600
41	2.2	8.2	5800
31	1.2	8.2	8300
25	0.82	6.8	10500
19	0.56	5.6	13900
16	0.39	4.7	16400
13	0.27	2.7	20100
11	0.22	2.2	24400

Tabella 1. I valori relativi al filtro passabanda d'ingresso e la frequenza del quarzo devono essere scelti per la banda preferita delle onde corte.

1

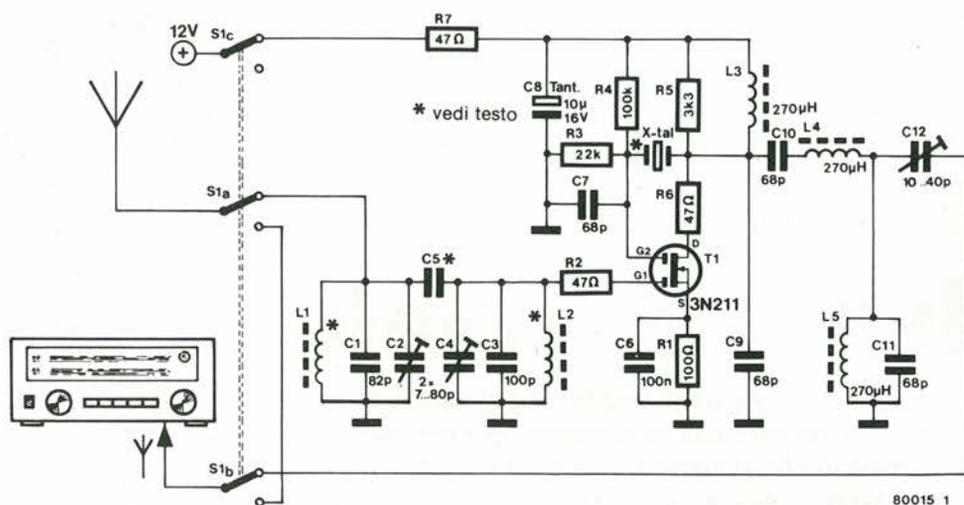
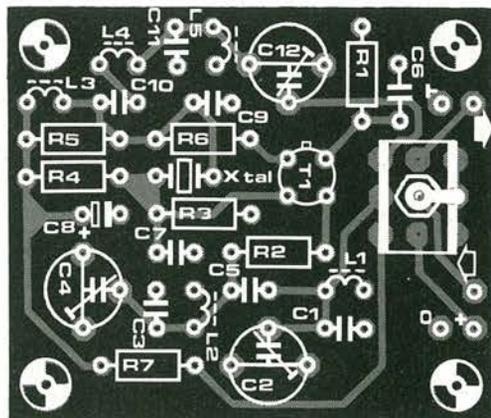
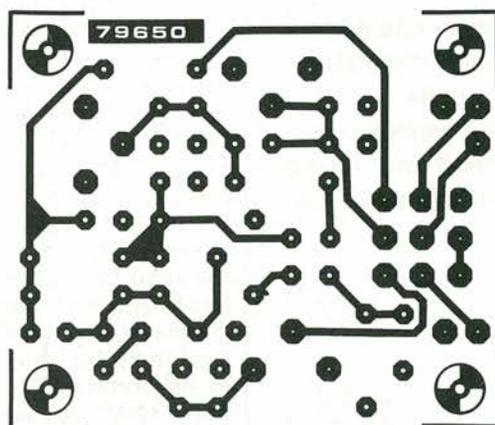



Figura 1. Circuito completo del convertitore per onde corte.

2

Figura 2. Circuito stampato del convertitore, lato rame e lato parti.

Elenco componenti

Resistenze:
R1 = 100 Ω
R2,R6,R7 = 47 Ω
R3 = 22 k
R4 = 100 k
R5 = 3k3

Condensatori:
C1 = 82 p
C2,C4 = 7 . . . 80 p (trimmer)
C3 = 100 p
C5 = vedi tabella 1
C6 = 100 n
C7,C9,C10,C11 = 68 p
C8 = 10 µ/16 V, tantalio
C12 = 10 . . . 40 p (trimmer)

Bobine:
L1,L2 = vedi tabella 1
L3,L4,L5 = 270 µH

Semiconduttori:
T1 = 3N211

Varie:
X-tal = vedi tabella 1
S1 = interruttore a tre vie e tre posizioni

- Si regola infine C2 per la massima intensità del segnale su di una stazione che appaia intorno a 1300 kHz.
- La regolazione di C4 e C2 deve essere ripetuta sino a che non sia possibile ottenere nessun ulteriore miglioramento nella ricezione.

È evidente dallo schema, che S1 può collegare l'antenna direttamente al ricevitore ad onde medie, nella posizione alternativa, ed in tal caso spegne il convertitore.

flash sequenziale

Per analizzare il tipo di movimento degli oggetti che si muovono rapidamente, è utile poter scattare una successione di fotografie ben temporizzata del dispositivo che si vuole studiare. Idealmente, queste fotografie potrebbero essere sovraimposte sulla stessa posa (tecnica della multi-esposizione) cosicchè sarebbe possibile esaminare in dettaglio la relazione tra le varie posizioni dell'oggetto. Tuttavia, il costo di una macchina fotografica che serve per questo genere di lavoro è al di fuori della portata della maggioranza degli appassionati (e di molti professionisti). Un metodo alternativo, è lasciare aperto l'obiettivo della macchina è produrre una serie di flash per le successive esposizioni, il che dà luogo ad un risultato più o meno simile.

Questo articolo descrive un flash elettronico sequenziale che genera una serie di cinque flash. È inteso per l'impiego da parte di amatori della fotografia che vogliono ottenere qualcosa di più dalle apparecchiature che sono già in loro possesso. Anche ammessa la presenza sul mercato dei flash sequenziali, certamente il loro prezzo è tanto elevato da scoraggiare gli appassionati; questo apparecchio invece non è proibitivo.

Questo progetto impiega cinque flash. I dispositivi, sono operati in successione con intervalli che sono regolabili tra 10 ms e diversi secondi. Il tempo più corto dipende dalla durata del flash medesimo, e questa, a sua volta, determina la risoluzione del movimento che si vuole studiare.
Nell'interesse dell'economia, particolarmente nei confronti del numero totale di esposizioni che si vogliono ottenere, si deve considerare poco pratico l'impiego di altro che non sia un sistema di flash elettronici (salvo che, per esempio, non si sia in grado di *coltivare* le lampadine flash).

Descrizione del circuito

Il circuito del generatore di sequenza consiste di base di un contatore di impulsi a quattro stadi, come si vede nella figura 1. Il contatto della macchina fotografica, tramite l'inverter I1, innesca il primo SCR Th1 e, nello stesso tempo, dà il trigger al multivibratore MMV1. Alla fine della sua durata d'impulso, il transitorio di segno negativo all'uscita di MMV1 dà il trigger a MMV2 ed innesca lo SCR Th2. La funzione prosegue identica sino a che il Th5 lampeggia. Ovviamente, è possibile continuare la concatenazione per qualunque numero di stadi utilizzati, quindi di flash successivi. Gli intervalli tra i lampi sono regolati dai potenziometri indicati come R6 ... R9.
Ciascuno SCR è posto automaticamente a riposo dopo lo scatto del flash con la scarica completa del condensatore che è compreso nel lampeggiatore. In tal modo, la corrente che attraversa lo SCR scende ad un valore più piccolo di quello necessario per la tenuta, detto anche valore critico.
Per provare la sequenza di accensione senza fare uso di un apparecchio fotografico, basta porre S1 nella posizione "test" ed allora S2 può essere impiegato per simulare il contatto della macchina fotografica.
Ogni "rimbalzo" dei contatti nella macchina, oppure nello S2 è eliminato dal circuito stesso: MMV1 non può re-triggerarsi, ed il flash necessita di un tempo piuttosto lungo per essere nuovamente pronto al lavoro.
Il sistema che genera la sequenza può anche eseguire i suoi scatti di lavoro senza che i sistemi flash siano collegati, se lo si desidera. È possibile impiegare dei LED come si vede nella figura 2a. In tal caso lo SCR carica rapidamente il condensatore attraverso al LED provocando la sua accensione. Una volta che il condensatore è carico, lo SCR passa nell'interdizione, ed il condensatore si scarica attraverso la resistenza collegata ai capi. Serve un alimentatore in grado di erogare 12V con 100 mA, ed il relativo circuito è mostrato nella figura 2b. In alternativa, il circuito generatore della sequenza può essere alimentato tramite otto pile a torciona, dette anche dagli americani e dagli anglofoni "del tipo C".

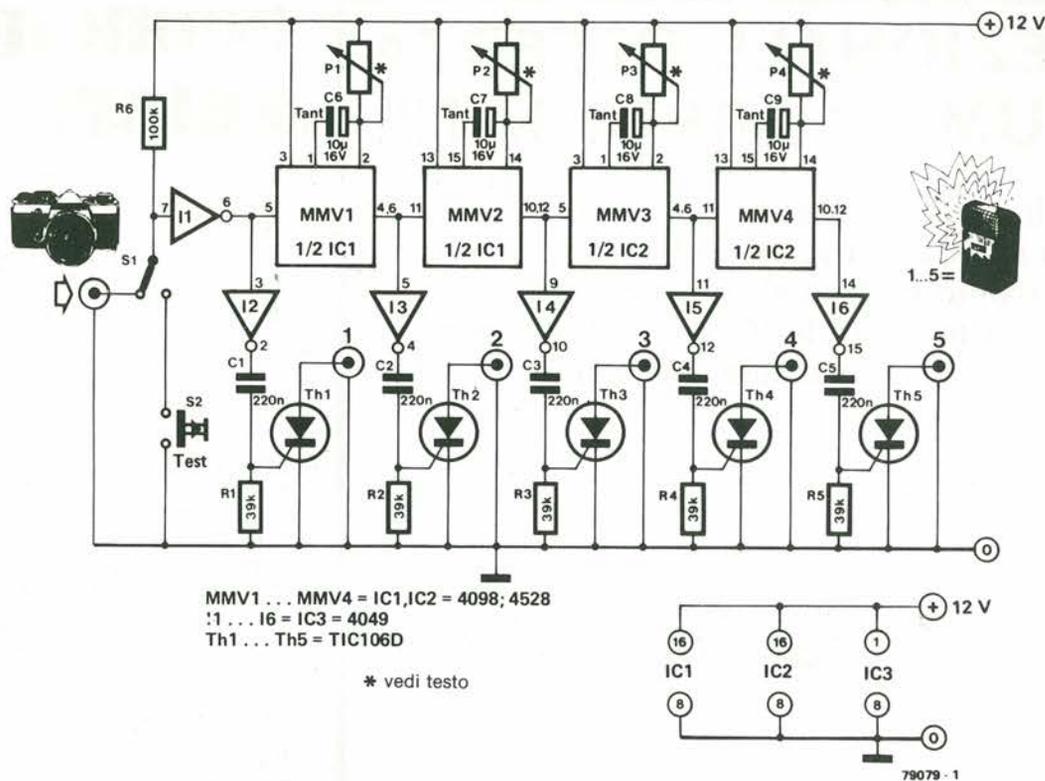
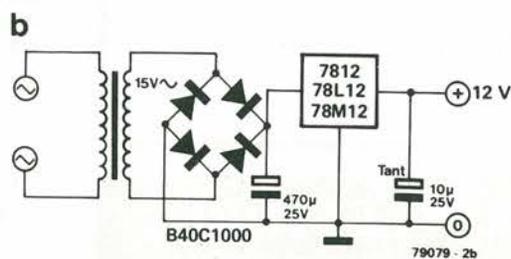
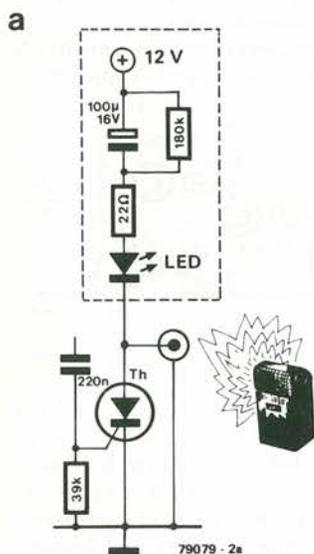
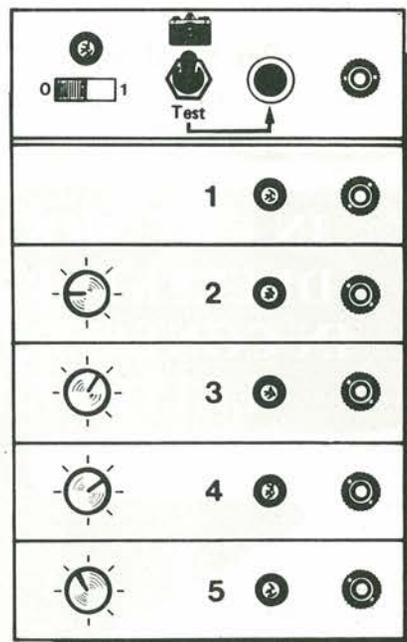
Realizzazione

La realizzazione pratica del generatore di sequenza non presenta alcun problema, anche perchè tutte le parti necessarie sono facilmente reperibili.

1

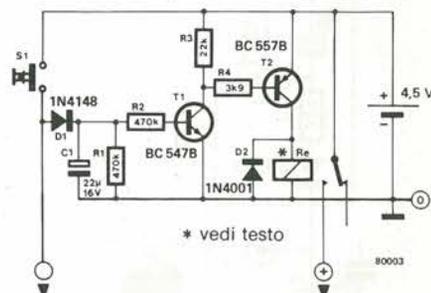
MMV1 . . . MMV4 = IC1,IC2 = 4098; 4528
I1 . . . I6 = IC3 = 4049
Th1 . . . Th5 = TIC106D

* vedi testo

79079 - 1

2

3

Per gli SCR, tutti i modelli da 5A e 400V funzionano senza porre qualsivoglia tipo di problema, in modo assolutamente soddisfacente.
Le spine e gli zoccoli per la connessione dei gruppi-flash sono rintracciabili in qualunque negozio che distribuisca accessori per fotografia. I controlli per gli intervalli di esposizione possono essere realizzati in varie maniere, si possono impiegare dei potenziometri da 500 k oppure da 1 MΩ, ma delle resistenze commutabili offrono i loro buoni vantaggi ...
Un sistema di controllo organizzato su passi successivi consente di rifare la stessa esatta regolazione una volta stabiliti i tempi più adatti. I valori delle singole resistenze possono essere determinati con una regola generale approssimativa: 1k per ogni intervallo in più del valore di 5 ms.
Con i valori di 500k e di 1 MΩ suggeriti per R6 ... R9, il tempo ha degli intervalli massimi di 2,5 o 5 secondi.
Si deve notare che quanto detto è comunque approssimato, visto che dalla combinazione di tolleranze delle parti può scaturire una variazione del 50% in più, così come in meno.
Se si richiede una precisione maggiore, si può impiegare il metodo elencato qui di seguito. Se si sono impiegati dei potenziometri usuali, li si può calibrare a mano. Con una scatola di resistenze commutabili, ogni passo può essere regolato finemente sostituendo alla resistenza variabile una fissa, per poi effettuare la regolazione dell'elemento variabile sino a raggiunge la parità nei tempi.
La figura 3 mostra un pannello adottabile con la relativa indicazione della grandezza (che è un parametro molto importante per il fotografo).

economizzatore

W. Jitschin

In molti giochi elettronici, quali la roulette e le molte versioni del dado, è possibile allungare notevolmente la vita delle batterie di alimentazione se il circuito (o il display, che è la parte del circuito che di solito "mangia" la maggior quantità di corrente) viene disattivata dopo ciascuna "giocata". Naturalmente, è cosà piuttosto seccante compiere questa funzione manualmente: il circuito che descriviamo si preoccupa di svolgerla automaticamente.
Nella sostanza il circuito è un temporizzatore molto semplice.
Il pulsante S1 è il comando di "start" del gioco elettronico.
Quando è premuto, esso provoca la carica rapida di C1 attraverso D1. Il transistore T1 diviene saturo, e, attraverso T2, eccita il relais (Re), il quale fornisce al circuito la tensione di alimentazione.
Quando il pulsante viene rilasciato, il relais rimane eccitato per un certo tempo, infatti

C1 si scarica lentamente in R1, R2 e la giunzione base-emettitore di T1; sono necessari alcuni secondi affinchè la tensione ai suoi capi scenda ad un valore sufficientemente basso per portare T1 in interdizione. Quando ciò succede, il relais si diseccita, togliendo l'alimentazione al circuito del gioco.
Con i valori per i componenti indicati sullo schermo, l'intervallo di tempo fra il rilascio del pulsante e l'apertura dei contatti del relais è di circa 3 secondi, tempo sufficiente per leggere il display. Se questo intervallo di tempo è troppo breve (o troppo lungo) rispetto alle esigenze del gioco, la sua durata può essere modificata scegliendo valori differenti per C1 e/o per R1/R2.
I componenti necessari per la realizzazione del circuito sono di facile reperibilità. Re è un qualsiasi relais miniatura con tensione di eccitazione prossima ai 4 V; componenti con tensione di eccitazione inferiore possono essere usati calcolando un'adeguato resistore da porre in serie ad esso. I contatti del relais devono poter sopportare la massima corrente assorbita dal circuito.

mercato

Pannello fotovoltaico

La S.E.C.I.E.S., fra i suoi numerosi prodotti per lo sfruttamento dell'energia solare, ha messo a punto il pannello BM costituito da 35 celle fotovoltaiche da 3 pollici disposte all'interno di una vetrocamera.
La vetrocamera contiene gas inerte per evitare il deterioramento dei contatti ed è realizzata con due vetri temperati da 6 mm in cui si trovano sali disidratanti.
Questo garantisce un'estrema robustezza e affidabilità nel tempo a questo modello, anche se sottoposto a severe sollecitazioni termiche e meccaniche.
Il pannello S.E.C.I.E.S. BM è in grado di erogare 20W di picco ad AM/ (cioè al livello del mare in una giornata serena con il sole allo zenit).

La tensione di uscita V_0 (AM/) = 19 V è stata volutamente sovradimensionata rispetto ai 13,5 V di fine carica della batteria per avere la garanzia di poter caricare l'accumulatore anche in condizioni atmosferiche sfavorevoli.
Per poter preservare la batteria dal danno che può derivare da sovraccarica, la S.E.C.I.E.S. fornisce, come optional, la centralina elettronica C1 per il controllo del livello di carica della batteria.
È inoltre disponibile un modello analogo montato su un boccaporto passauomo 60 x 60 per imbarcazioni o roulottes.
La S.E.C.I.E.S. produce anche, a scopo didattico, un piccolo pannello con tre celle il cui segnale può essere misurato utilizzando una morsettiera o inviato ad un motorino elettrico.

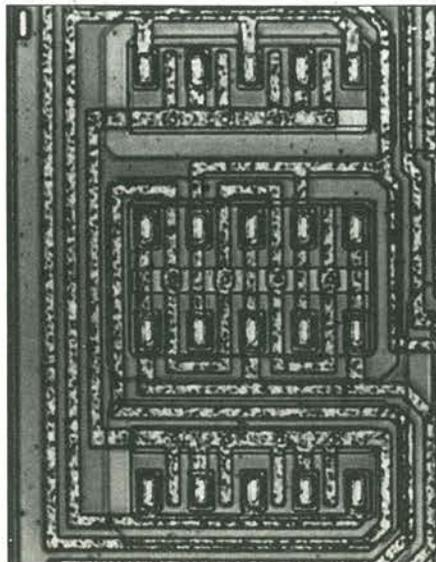
S.E.C.I.E.S.
Via D. Piva, 16
45100 Rovigo
Tel: 0425/26370

Ammortizzatore per diodi Schottky

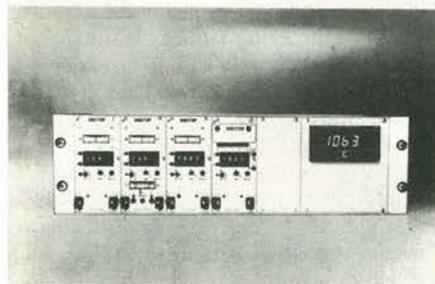
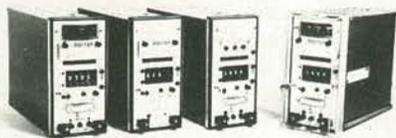
La TRW Capacitors ha sviluppato un dispositivo denominato "RC snubber network" con sigla TRW-39A.
Le sue caratteristiche salienti sono: resistenza di 3,9 Ω, 1/2 W, ± 10%; capacità di 0,1 µF ± 20%, 50 Vcc; bassa induttanza, realizzato con una robusta lamina di poliestere; RC pari a 0,39 µs nominale (atri valori su richiesta); dimensioni approssimative 18 x 16 x 9 mm.
Il TRW-39A è stato progettato come "ammortizzatore" (snubber) da applicare ai capi dei diodi Schottky operanti a 20 kHz negli alimentatori di potenza switch mode.
Infatti esso è in grado praticamente di annullare l'oscillazione dovuta all'induttanza dispersa del trasformatore, che si genera ai capi del diodo, quando questo passa dallo stato di conduzione a quello di interdizione.

Exhibo Italiana
Via F. Frisi, 22
20052 Monza
Tel: 039/36021

Buffer ad alta velocità e precisione

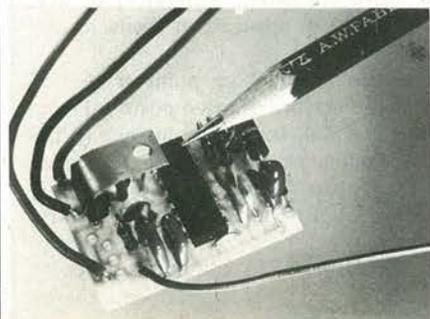
Diversamente dal concetto del tradizionale buffer/voltage follower con gli amplificatori operazionali collegati in retroazione, il BUF-03 messo a punto dalla Precision Monolitihics del gruppo Bourns ha un design a loop aperto completamente nuovo, che utilizza la tecnologia BIFET.
Il risultato è un buffer ad alta velocità con uno slew rate di 300 V/µs, che copre il gap tra i buffers di precisione con uno slew rate limitato a 50-60V/ µs e i buffers ad alta velocità con i più di 1000 V/ µs, ma a bassa precisione.
La studiata disposizione del chip con speciali tecniche per l'adattamento geometrico consentono di ottenere una tensione di offset tipica di 2mV.
La configurazione "quasi quad" dei transistori d'ingresso è una delle caratteristiche essenziali per mantenere una bassa tensione di offset nonostante gli alti gradienti termici. La configurazione "true quad" usata negli amplificatori operazionali di precisione avrebbe limitato la velocità a valori più bassi.
Il buffer può pilotare capacità di 1 µF senza oscillazioni; esso mantiene le sue specifiche di slew e di frequenza con un carico di 200 pF. In condizioni dinamiche, l'uscita può fornire una corrente di picco di 70 mA.
L'ingresso, una configurazione P-channel FET, dà una resistenza di ingresso di 10^{11} Ω, e sofisticati circuiti di compensazione e cancellazione della corrente nello stadio di ingresso riducono le variazioni che ci sono nei transistori FET standard, specialmente in funzione della temperatura.
Il nuovo buffer monolitico è disponibile in versioni militari e commerciali, con uno slew rate standard di 250V/ µs e di 300 V/ µs per il modello più sofisticato.

Technic
P.zza Firenze, 19
20149 Milano
Tel: 02/325688

Regolatore di precisione

Particolarmente adatta alla regolazione precisa di temperature, ma ugualmente utilizzabile per altri parametri, la serie dei regolatori DIGITOP della Chauvin Arnoux presenta una grande varietà di modelli: regolatori a modulazione di durata, regolatori a modulazione doppia (caldo-/freddo), regolatori ad asservimento di posizione per servomotori con potenziometri di posizione, regolatori continui.
Questi apparecchi di alta precisione sono previsti per associarsi alla maggior parte degli organi regolanti, quali i relé, unità di potenza a thyristors, valvole a servomotore elettrico, convertitori elettropneumatici.
I DIGITOP sono presentati in racks normalizzati 19" altezza 3U od in custodie 72 x 144 mm. La loro piccola profondità permette di risolvere bene i problemi di montaggio con bassi costi d'installazione.
I circuiti d'entrata sono studiati per ricevere tutti i segnali provenienti da termocoppie, termoresistenze, generatori di mV, convertitori di misura con uscita in corrente.
L'impostazione del set-point si effettua con commutatore rotativo posto sul frontale e con una buona risoluzione (0,1°C nella versione per temperatura) congiunta ad una grande facilità di lettura.
Il DIGITOP è inoltre munito di una entrata per pilotare il set-point (programmatore, calcolatore). Un commutatore posto sul frontale permette la selezione tra il set-point locale ed esterno.

L'indicatore di scostamento misura/set-point è a doppia sensibilità.
Costituito da 16 diodi luminosi, è ben visibile anche da lontano e presenta i vantaggi dell'indicazione analogica e la risoluzione di una indicazione numerica (pendolamento tra due LED con 0,1°C).
Un indicatore galvanometrico posto sul frontale permette di conoscere il valore della corrente di uscita o la posizione della valvola.
Nella versione DIGITOP in custodia, il regolatore può essere munito di un indicatore analogico di misura.
I principali parametri (set-point, scostamento misura/set-point e misura) sono disponibili sotto forma di segnali linearizzati per essere impiegati per il comando di altri apparecchi di misura, di registrazione, e di sorveglianza.

Amra
Via Pergolesi, 8
20052 Monza
Tel: 039/384123

Microinterruttore Fiber-Switch

La National Semiconductor ha realizzato, su incarico della Società svedese Probus, un circuito integrato destinato a sostituire, in molte applicazioni gli switches meccanici.
Interruttori meccanici, certi tipi di cavi elettrici convenzionali, passaggi di fili nelle parete e sui soffitti con grandi perdite di tempo, tutto ciò potrà essere eliminato nelle abitazioni e nelle industrie del futuro.
L'interruttore si compone di una minuscola unità IC (grande come due zollette di zucchero) posta vicino al punto di utenza. Ad essa si allaccia in modo semplice e quasi invisibile un numero a scelta di fili basati su nastro adesivo. Al posto dell'interruttore meccanico si trova una semplice piastrina metallica, un cosidetto comando touch.
Un Fiber-Switch, come viene chiamato il nuovo prodotto, può essere comandato a distanza fino a 100 metri. L'interruttore può essere allacciato a tensioni da 88 V a 264 V in un campo di temperatura che va da −40°C a + 85°C.
Il Fiber-Switch può essere impiegato per comandare a distanza fonti di luce, per semplificare e rendere meno costose le nuove costruzioni e gli ammodernamenti, per gli allarmi antifurto, per porte e cancelli automatici, per illuminazioni di scale e così via.

National Semiconductor
Via A. Mario, 26
20100 Milano
Tel: 02/4692431

mercato

Convertitore di temperatura

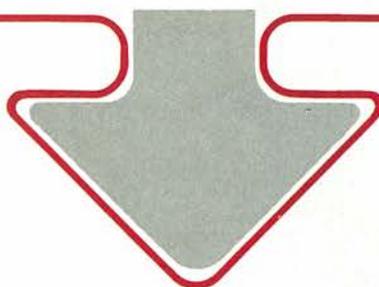
Il Trasmettitore TCT 750 della Philips è stato appositamente progettato per convertire le tensioni delle termocoppie in una corrente continua o una tensione continua standardizzata lineare con la temperatura.
Il range della temperatura e il tipo della termocoppia (per esempio Fe Cu Ni, NiCi-/Ni o Pt/Pt Rh) vengono scelti per mezzo di modulo plug-in. La tensione della termocoppia viene prima prefissata ad un livello standard interno di 0-10 V.
Nel TCT 750 possono essere incorporati vari circuiti extra, quali un circuito di linearizzazione e un circuito di allarme, che segnala un'eventuale termocoppia con circuito aperto.
In quest'ultimo caso la tensione di uscita può essere o portata a zero o al valore massimo.
Viene anche fornito standard un circuito per la compensazione della giunzione fredda, con una temperatura di riferimento di 20°C.
Il circuito di uscita è completamente isolato dall'ingresso (realizzazione a sicurezza intrinseca).
Anche i circuiti di misura sono completamente isolati dall'alimentazione (mediante un convertitore c.c./c.c.) così che il TCT 750 può essere usato per misurate in aree pericolose.
Come tutte le unità della serie 750, anche il TCT 750 è predisposto per il montaggio in racks da 19". Il modulo ha una larghezza 8TE e contiene una scheda formato europeo con l'elettronica principale. Quando viene richiesto, l'unità e il suo alimentatore possono essere montati in custodie separate.
I collegamenti elettrici passono attraverso ad un connettore a 48 poli con pins corrispondenti allo standard PCS 700.

PHILIPS
V.le Elvezia, 2
20052 Monza
Tel: 039/36351

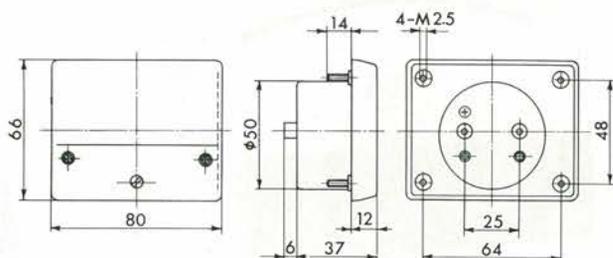
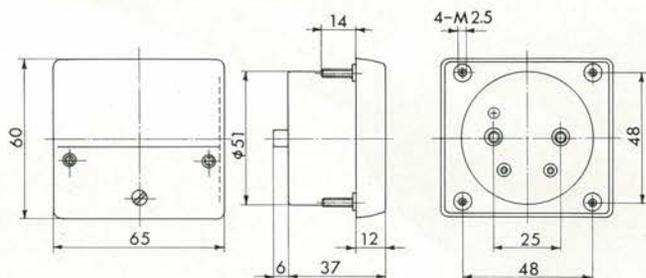
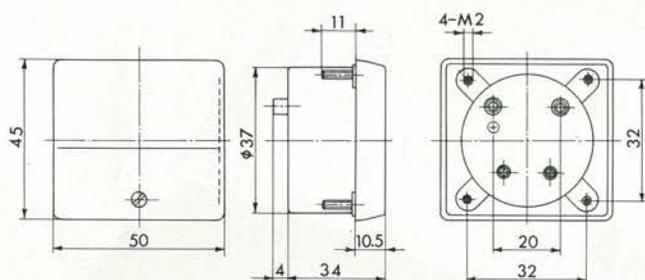
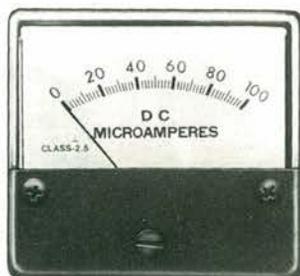
Relé monostabile a consumo quasi nullo

La National presenta una novità, un relé monostabile che non consuma energia.
Il relé RC, progettato dalla SDS di Monaco, si distingue inoltre per l'altissima affidabilità, grazie ai contatti sdoppiati; potenza commutabile 20 W - 30 VA; bassissima resistenza di contatto; alta efficienza e velocità di commutazione; compensazione di temperatura da −40°C a + 85°C.
Il relé RC ha un particolare circuito integrato che consente un assorbimento di corrente solo all'atto dell'eccitazione, per un tempo di 1 ms.
Dopo questo brevissimo istante il relé può rimanere indefinitamente in tale condizione senza richiedere ulteriore energia e ritornare nelle condizioni di riposo al momento della diseccitazione. Può essere alimentato indifferentemente da 8 a 24 V senza riscaldarsi; rappresenta, perciò, un partner ideale dell'elettronica.

Elcontrol
Loc. Centergross (Bo)
Via dei Cardatori
40050 Funo Argelato
Tel: 051/861254

STRUMENTI DA PANNELLO A BOBINA MOBILE

- SERIE CLASSE 2,5
- SERIE CON SCALA A SPECCHIO E QUADRANTE ILLUMINATO CLASSE 2

new

DA PANNELLO - A BOBINA MOBILE - CLASSE 2,5

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0552-01	0-15	TP/0555-15
0-5	TP/0552-05	0-30	TP/0555-30
0-50	TP/0552-50	0-60	TP/0555-60
0-100	TP/0553-10		
0-500	TP/0553-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0554-01	0-15	TP/0558-15
0-3	TP/0554-03	0-30	TP/0558-30
0-5	TP/0554-05	0-60	TP/0558-60
0-10	TP/0554-10	0-300	TP/0559-30
0-30	TP/0554-30		

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0562-01	0-15	TP/0565-15
0-5	TP/0562-05	0-30	TP/0565-30
0-50	TP/0562-50	0-60	TP/0565-60
0-100	TP/0563-10		
0-500	TP/0563-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0564-01	0-15	TP/0568-15
0-3	TP/0564-03	0-30	TP/0568-30
0-5	TP/0564-05	0-60	TP/0568-60
0-10	TP/0564-10	0-300	TP/0569-30
0-30	TP/0564-30		

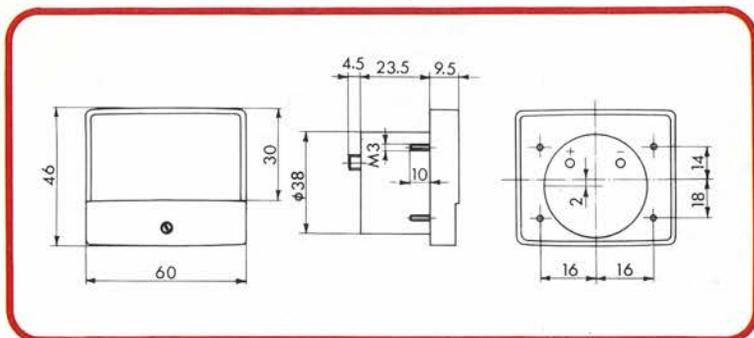
FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0582-01	0-15	TP/0585-15
0-5	TP/0582-05	0-30	TP/0585-30
0-50	TP/0582-50	0-60	TP/0585-60
0-100	TP/0583-10		
0-500	TP/0583-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0584-01	0-15	TP/0588-15
0-3	TP/0584-03	0-30	TP/0588-30
0-5	TP/0584-05	0-60	TP/0588-60
0-10	TP/0584-10	0-300	TP/0589-30
0-30	TP/0584-30		

I voltmetri in c.a. sono equipaggiati internamente di raddrizzatore a ponte

STRUMENTI

new

DA PANNELLO - A BOBINA MOBILE - CLASSE 2

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0662-01	0-15	TP/0665-15
0-50	TP/0662-50	0-30	TP/0665-30
0-100	TP/0663-10	0-60	TP/0665-60
0-500	TP/0663-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0664-01	0-15	TP/0668-15
0-3	TP/0664-03	0-30	TP/0668-30
0-5	TP/0664-05	0-60	TP/0668-60
0-10	TP/0664-10	0-300	TP/0669-30
0-20	TP/0664-20		

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0682-01	0-15	TP/0685-15
0-50	TP/0682-50	0-30	TP/0685-30
0-100	TP/0683-10	0-60	TP/0685-60
0-500	TP/0683-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0684-01	0-15	TP/0688-15
0-3	TP/0684-03	0-30	TP/0688-30
0-5	TP/0684-05	0-60	TP/0688-60
0-10	TP/0684-10	0-300	TP/0689-30
0-20	TP/0684-20		

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.	FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.		**V c.c.**	
0-1	TP/0712-01	0-15	TP/0715-15
0-50	TP/0712-50	0-30	TP/0715-30
0-100	TP/0713-10	0-60	TP/0715-60
0-500	TP/0713-50		
A c.c.		**V c.a.**	
0-1	TP/0714-01	0-15	TP/0718-15
0-3	TP/0714-03	0-30	TP/0718-30
0-5	TP/0714-05	0-60	TP/0718-60
0-10	TP/0714-10	0-300	TP/0719-30
0-20	TP/0714-20		

Con scala a specchio e quadrante illuminato

REDIST Divisione della G.B.C. italiana

A proposito di componenti...

Molti lettori ci segnalano difficoltà nel reperire in Italia alcuni componenti utilizzati nei progetti di Elektor. Di seguito pubblichiamo un elenco di componenti reperibili presso le GBC riguardanti tali progetti.
Invitiamo anche altre aziende nostre inserzioniste, distributrici di prodotti elettronici, a segnalare la disponibilità di specifici componenti pubblicati su Elektor. Questo elenco sarà ulteriormente ampliato e continuamente aggiornato; costituirà un punto di riferimento importante per tutti i lettori.

CODICE COMPONENTE	CODICE GBC
INTEGRATI	
XR2206	YI/6870-00
L 130	YI/6165-50
LM 317K	YI/2992-50
4011	YI/0411-00
7413	YI/1193-00
TDA 2002	YI/6180-50
7490	YI/1270-00
3900=74195	YI/1405-00
CD 4013	YI/0413-00
CD 4017	YI/0417-00
CD 4040	YI/0440-00
UAA 180	YI/6819-00
4016	YI/0416-00
4066	YI/0466-00
78L05A	YI/2953-00
4093	YI/0493-00
4027	YI/0427-00
4049	YI/0449-00
CD 4023	YI/0423-00
CD 4020	YI/0420-00
TBA 625B	YI/5453-56
M 253AA	YI/3406-80
LF 357	YI/2895-00
TDA 1034D/NE5534	YI/6069-80
CA 3162 E	YI/0330-55
CA 3161 E	YI/0330-50
723 (DIL)	YI/3104-00
LM 324	YI/2997-00
7400	YI/1180-00
7442	YI/1222-00
74193	YI/1403-00
7473	YI/1253-00
74LS95	YI/1002-50
74LS08	YI/0959-00
74LS00	YI/0955-00
74LS155	YI/1032-50
LM 339	YI/3001-50
74LS139	YI/1024-50
74LS138	YI/1024-00
74LS251	YI/1080-50
74LS156	YI/1033-00
74LS258	YI/1084-00
CD 4099	YI/0499-00
CD 4053	YI/0453-00
74LS05	YI/0957-50
74LS04	YI/0957-00
74LS86	YI/0998-00

CODICE COMPONENTE	CODICE CGC
74LS113	YI/1011-50
74LS109	YI/1009-50
74LS136	YI/1023-00
74LS10	YI/0960-00
74154	YI/1364-00
4012	YI/0412-00
4050	YI/0450-00
CA3086	YI/0287-50
2120-1	YI/7420-00
74LS174	YI/1042-00
4081	YI/0481-00
4024	YI/0424-00
74LS163	YI/1036-50
74LS125	YI/1017-50
74LS192	YI/1051-00
74141	YI/1351-00
7447	YI/1227-00
723 CH	YI/310376
723 CN	YI/310401
79G KC	YI/659500
79G U1C	YI/659505
7805 UC	YI/300425
7805 KC	YI/300200
741 CN8	YI/310900
741 CN14	YI/310925
741 CH	YI/310875
709 CH	YI/309950
709 CN14	YI/309975
709 CN8	YI/310000
555 CN	YI/306076
555 CH	YI/306050
7812 UC	YI/300450
7812 KC	YI/300225
LF356 17	YI/289400
LF356 N	YI/289410
7805 UC	YI/300425
7805 KC	YI/300200
TRANSISTORI	
BC 108	YT/0858-20
BC 109	YT/0860-00
BC 178	YT/0998-25
BC 140	YT/0922-13
BC 160	YT/0962-30
BD 242	YT/2524-00
BU 142	YT/5442-00
BC 557 B	YT/1754-00

CODICE COMPONENTE	CODICE GBC
BC 141	YT/0923-90
BC 547 B	YT/1734-10
BC 108 B	YT/0858-40
BC 107 B o BC 547 B	YT/0855-50
BC 179 C	YT/1000-25
BC 109 C	YT/0860-55
2N1613	YT/7859-27
BC 547	YT/1733-90
BC 107	YT/0855-10
BC 177	YT/0996-40
BC 557	YT/1753-90
BC 559C	YT/1758-30
BC 557B	YT/1754-00
BC 177B	YT/0996-50
BF 494	YT/3884-00
BD 137-BD 139	YT/2310-10
BD 139	YT/2314-10
BD 140	YT/2316-20
BC 546B	YT/1732-00
BC 556A=B	YT/1752-00
BD 135	YT/2306-10
BC 517	YT/1671-00
2N 3055	YT/8219-76
BF 254	YT/3644-10
BF 255	YT/3645-00
BFY 90	YT/4640-10
BF 451	YT/3841-00
2N 2219	YT/8010-79
TUN	YT/085510
TUP	YT/099640
OPTO	
TIL 209	YO/1800-10
DIODI	
1N 4001	YD/4350-20
1N 4002	YD/4350-40
IN 4148	YD/4379-65
BA 127	YD/0240-00
1N 914	YD/3732-90
1N 4004	YD/4350-80
B40 C5000 40V	YD/0134-00
DUS	YD/437965
DUG	YD/233510

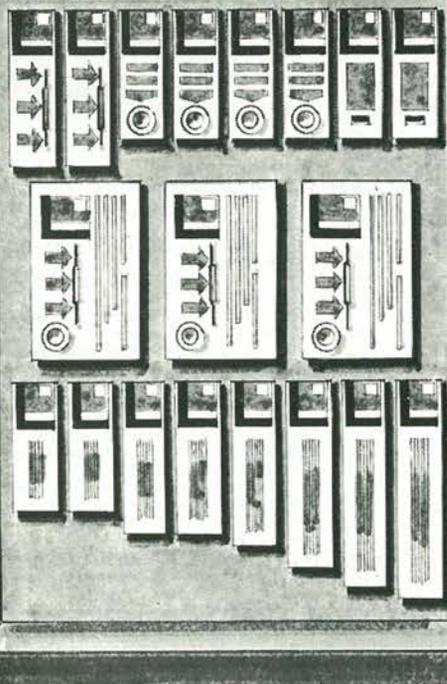
TECNICI DEL COLORE !!

QUESTO È LO STRUMENTO CHE ATTENDEVATE !!
DI MINIMO INGOMBRO, PRATICO, AUTONOMO IL **PG 301**
VI DÀ SEI SEGNALI DI PROVA PER LA MESSA A PUNTO
DEI TELEVISORI A COLORI DOVUNQUE SIATE.

Segnali generati:
- Reticolo
- Scala grigi
- Superficie rossa
- Superfice verde
- Superfice blu
- Barre di colore

Frequenza d'uscita:	VHF banda I e III
Livello segnali:	5 mV min.
Impedenza uscita:	75 Ω
Alimentazione:	6 pile da 1,5 V
Dimensioni:	160x98x40 mm
Peso:	860 gr. ca.

Distributore esclusivo
IMPLEX - Via Dei Gracchi, 30 - 20146 MILANO
Telefoni (02) 48.50.63 - 49.51.35

TREND center

TREND

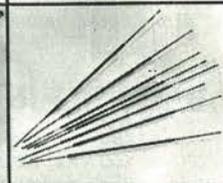
center

un qualificato punto di riferimento
per i vostri acquisti immediati
di componenti e attrezzature elettroniche

50ft. wire roll

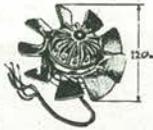
dip socket

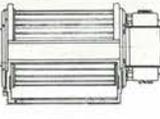
Hobby-wrap tool

pre-striped wire

TREND ELECTRONICS S.R.L.
MILANO - VIA MASCHERONI, 14 - TEL. 02/482474

MATERIALE ELETTRONICO ELETTROMECCANICO
Via Zurigo 12/2s - Tel. (02) 41.56.938
20147 MILANO

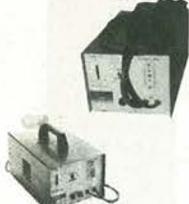
VENTOLA EX COMPUTER
220 Vac oppure 115 Vac
Ingombro mm. 120x120x38
L. 13.500
Rete salvadita **L. 2.000**

VENTOLA BLOWER
200-240 Vac - 10 W
PRECISIONE GERMANICA
motoriduttore reversibile
diametro 120 mm.
fissaggio sul retro con viti 4 MA
L. 12.500

VENTOLA PAPST-MOTOREN
220 V - 50 Hz - 28 W
Ex computer interamente in metallo statore rotante cuscinetto reggispinta autolubrificante mm. 113x113x50 - Kg. 0,9 - giri 2750-m³/h 145 - Db (A) 54
L. 13.000 Rete salvadita **L. 2.000**

VENTOLE TANGENZIALI
V60 220V 19W 60 m³/h lung. tot. 152x90x100 **L. 10.200**
V180 220V 18W 90 m³/h lung. tot. 250x90x100 **L. 11.200**
Inter. con regol. di velocità **L. 5.000**

PICCOLO 55
Ventilatore centrifugo 220 Vac 50 Hz Pot. ass. 14W - Port. m³/h 23. Ingombro max 93x102x88 mm. **L. 9.500**
TIPO MEDIO 70
come sopra pot. 24 W - Port. 70 m³/h 220 Vac 50 Hz. Ingombro: 120x117x103 mm. **L. 11.100**
Inter. con regol. di velocità **L. 5.000**
TIPO GRANDE 100
come sopra pot. 51 W. Port. 240 m³/h 220 Vac 50 Hz. Ingombro: 167x192x170 **L. 24.700**

VENTOLA AEREX
Computer ricondizionata. Telaio in fusione di alluminio anodizzato g. 0,9 - ø max 180 mm. Prof. max 87 mm. Peso Kg. 1,7 - Giri 2.800.
TIPO 85: 220 V 50 Hz ÷ 208 V 60 Hz 18 W input 2 fasi 1/s 76 Pres = 16 mm. Hzo **L. 19.000**
TIPO 86: 127-220 V 50 Hz 2 ÷ 3 fasi 31 W input. 1/s 108 Pres = 16 mm. Hzo **L. 21.000**

RIVOLUZIONARIO VENTILATORE
ad alta pressione, caratteristiche simili ad una pompa IDEALE dove sia necessaria una grande differenza di pressione ø 250x230 mm. Peso 16 Kg.
Pres. 1300 H2O.
Tensione 220 V monofase **L. 75.000**
Tensione 220 V trifase **L. 70.000**
Tensione 380 V trifase **L. 70.000**

Da 12 V (auto) a 220 V (casa)
CONVERTITORE DI TENSIONE
Trasforma la tensione continua della batteria in tensione alternata 220 V 50 Hz.
In presenza rete può fare da caricabatteria.

Art. 12/250 F. 12Vcc ÷ 220 Vac 250VA **L. 182.000**
Art. 24/250 F. 24 Vcc ÷ 220Vac 250 VA **L. 182.000**
Art. 12/450 F. 12Vcc ÷ 220Vac 450 VA **L. 220.000**
Art. 24/450 F. 24Vcc ÷ 220Vac 450 VA **L. 220.000**

STRUMENTI RICONDIZIONATI
Generat. Sider Mod. TV6B da 39,90 ÷ 224,25 MHz 11 scatti. **L. 280.000**
Generat. Siemens prova TV 10 tipi di segnali + 6 frequenze **L. 250.000**
Generat. H/P Mod. 608 10÷410 Mc **L. 480.000**
Generat. G.R. Mod. 1211.C sinusoidale 0,5÷5 e 5÷50 MHz completo di alimentazione **L. 400.000**
Generat. Boonton Mod. 202E 54÷216 Mc + Mod. 207EP 100 Kc÷55 MC + Mod. 202EP alimentazione stabilizzata. **L. 1.100.000**
Radio Meter H/P Mod. 416A senza sonda **L. 200.000**
Voltmetro RT Boonton Mod. 91CAR 0÷70 dB 7 scatti **L. 120.000**
Misurat. di Pot. d'uscita G.R. Mod. 783A 10MHz ÷ 100 kHz **L. 200.000**
Misuratore di onde H/P Mod. 1070÷1110 Mc **L. 200.000**
Misurat. di fase e tempo elettronico Mod. 205B2 180÷1100 Mc **L. 200.000**
Q.Metter VHF Marconi Mod. TF886B 20÷260Mc Q 5÷1200 **L. 420.000**
Alimentatore stab. H/P Mod. 712B 6,3V 10A + 300V 5mA 0÷150V 5mA + 0÷500V 200mA **L. 150.000**
termoregolatore Honeywell Mod. TCS 0÷000° **L. 28.000**
Termoregolatore API Instruments/co 0÷800° **L. 50.000**
Perforatrice per schede Bull G.E. Mod. 112 serie 4 **L. 500.000**
Verificatore per schede Bull G.E. Mod. V126 serie 7 **L. 500.000**

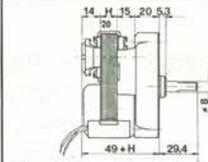
OFFERTE SPECIALI
100 Integrati DTL nuovi assortiti **L. 5.000**
100 Integrati DTL-ECL-TTL nuovi **L. 10.000**
30 Integrati Mos e Mostek di recupero **L. 10.000**
500 Resistenze ass. 1/4÷1/2W 10%÷20% **L. 4.000**
500 Resistenze ass. 1/4÷1/8W 5% **L. 5.500**
150 Resistenze di precisione a strato metallico 10 valori 0,5÷2% 1/8÷2W **L. 5.000**
50 Resistenze carbone 0,5-3W 50% 10% **L. 2.500**
10 Reostati variabili a filo 10÷100W **L. 4.000**
20 Trimmer a grafite assortiti **L. 1.500**
10 Potenziometri assortiti **L. 1.500**
100 Cond. elettr. 1÷4000 µF ass. **L. 5.000**
100 Cond. Mylard Policarb Poliest 6÷600V **L. 2.800**
100 Cond. Polistirolo assortiti **L. 2.500**
200 Cond.ceramici assortiti **L. 4.000**
10 Portalampade spia assortiti **L. 3.000**
10 Micro Switch 3-4 tipi **L. 4.000**
10 Pulsantiere Radio TV assortite **L. 2.000**
Pacco kg. 5 mater. elettr. Inter. Switch cond. schede **L. 4.500**
Pacco kg. 1 spezzoni filo collegamento **L. 1.800**

PROVATRANSISTOR
Strumento per prova dinamica non distruttiva dei transistor con iniettore di segnali incorporato con puntali.
L. 9.000

RELÈ
RELÈ REED 2 cont. NA 2A, 12 Vcc **L. 1.500**
RELÈ REED 2 cont. NC 2A, 12 Vcc **L. 1.500**
RELÈ REED 1 cont.NA + 1 cont.NC 12 Vcc **L. 1.500**
RELÈ STAGNO 2 scambi 3A (sotto vuoto) 12 Vcc **L. 1.200**
Ampolle REED ø 2,5 x 22 mm. **L. 400**
MAGNETI ø 2,5 x 9 mm. **L. 150**
RELÈ CALOTTATI SIEMENS 4 sc. 2A 24 Vcc **L. 1.500**
RELÈ SIEMENS 1 scambio 15A 24 Vcc **L. 3.000**
RELÈ SIEMENS 3 scambi 15A 24 Vcc **L. 3.500**
RELÈ ZOCCOLATI 3 scambi 5÷10A 110 Vca **L. 2.000**

BORSA PORTA UTENSILI
4 scomparti con vano tester cm. 45x35x17 **L. 39.000**
3 scomparti con vano tester **L. 31.000**

MATERIALE VARIO
Conta ore elettronico da incasso 40 Vac **L. 1.500**
Tubo catodico Philips MC 13-16 **L. 12.000**
Cicalino elettronico 3÷6 Vcc bitonale **L. 1.500**
Cicalino elettromeccanico 48 Vcc **L. 1.500**
Sirena bitonale 12 Vcc 3 W **L. 9.200**
Numeratore telefonico con blocco elettrico **L. 3.500**
Pastiglia termostatica apre a 90° 400V 2A **L. 500**
Comutatore rotativo 1 via 12 pos. 15A **L. 1.800**
Commutatore rotativo 2 vie 6 pos. 2A **L. 350**
Commutatore rotativo 2 vie 2 pos. + + pulsante **L. 350**
Micro Switch deviatore 15A **L. 500**
Bobina nastro magnetico ø 265 mm. foro ø 8 ø1200 - nastro 1/4" **L. 5.500**
Pulsantiera sit. decimale 18 tasti 140x110x40 mm. **L. 5.500**

MOTORIDUTTORI
220 Vac - 50 Hz
2 poli induzione
35 V.A.

Tipo H20 1,5 g/min. copp. 60 kg/cm **L. 21.000**
Tipo H20 6,7 g/min. copp. 21 kg/cm **L. 21.000**
Tipo H20 22 g/min. copp. 7 kg/cm **L. 21.000**
Tipo H20 47,5 g/min. copp. 2,5 kg/cm **L. 21.000**
Tipi come sopra ma reversibili **L. 45.000**

MOTORI PASSO-PASSO
doppio albero ø 9 x 30 mm. 4 fasi 12 Vcc. corrente max. 1,3 A per fase.
Viene fornito di schemi elettrici per il collegamento delle varie parti.
Solo motore **L. 25.000**
Scheda base per generazione fasi tipo 0100 **L. 25.000**
Scheda oscillatore Regol. di velocità tipo 0101 **L. 20.000**
Cablaggio per unire tutte le parti del sistema comprendete connett. led. potenz. **L. 10.000**

Connettore dorato femmina per schede 10 contatti **L. 400**
Connettore dorato femmina per scheda 22 contatti **L. 900**
Connettore dorato femmina per schede 31+31 contatti **L. 1.500**
Guida per scheda alt. 70 mm **L. 200**
Guida per scheda alt. 150 mm **L. 250**
Distanziatore per transistori TO5÷TO18 **L. 15**
Portalampade a giorno per lampade siluro **L. 20**
Cambiotensione con portasubile **L. 150**
Reostati toroidali ø 50 2,2 Ω 4,7 A **L. 1.500**
Tripol 10 giri a filo 10 kΩ **L. 1.000**
Tripol 1 giro a filo 500 Ω **L. 800**
Serrafilo alta corrente neri **L. 150**
Contraves AG Originali h 53 mm decimali **L. 2.000**
Contametri per nastro magnet. 4 cifre **L. 2.000**
Compensatori a mica 20 ÷ 200 pF **L. 130**

ELETTROMAGNETI IN TRAZIONE
Tipo 261 30÷50 Vcc lavoro interm. 30x14x10 corsa 8 mm **L. 1.000**
Tipo 262 30÷50 Vcc lavoro interm. 35x15x12 corsa 12 mm **L. 1.250**
Tipo 565 220 Vcc lavoro continuo 50x42x10 corsa 20 mm **L. 2.500**

SCHEDE SURPLUS COMPUTER
A) - **20** Schede **Siemens** 160x110 trans. diodi ecc. **L. 3.500**
B) - **10** Schede **Univac** 160x130 trans. diodi integr. **L. 3.000**
C) - **20** Schede **Honeywell** 130y65 tran. diodi **L. 3.000**
D) - **5** Schede **Olivetti** 150x250 ± (250 integ.) **L. 5.000**
E) - **8** Schede **Olivetti** 320x250 ± (250 trans. + 500 comp.) **L. 10.000**
F) - **5** Schede con trans. di pot. integ. ecc. **L. 5.000**
G) - **5** Schede **Ricambi** calcolat. Olivetti completi di connettori di vari tipi **L. 10.000**
H) - **5** Schede **Olivetti** con Mos Mostek memorie **L. 11.000**
I) - **1** Schede con 30÷40 **memorie Ram** 1÷4 kbit statiche o dinamiche (4096-40965) ecc. **L. 10.000**
Dissipatore 13x60x30 **L. 1.000**
Autodiodi su piastra 40x80/25A 200V **L. 600**
Diodi 25A 300V montati su dissip. fuso **L. 2.500**
Diodi 100A 1300V nuovi **L. 7.500**
SCR attacco piano 17A 200V nuovi **L. 2.500**
SCR attacco piano 115A 900V nuovi **L. 15.000**
SCR 300A 800V **L. 25.000**

PER LA ZONA DI PADOVA
RTE - Via A. da Murano, 70 - Tel. (049) 605710 PADOVA

MODALITÀ: Spedizioni non inferiori a L. 10.000 - Pagamento in contrassegno - I prezzi si intendono IVA esclusa - Per spedizioni superiori alle L. 50.000 anticipo +35% arrotondato all'ordine - Spese di trasporto, tariffe postale e imballo a carico del destinatario - Per l'evasione della fattura i Sigg. Clienti devono comunicare per scritto il codice fiscale al momento dell'ordinazione - Non disponiamo di catalogo generale - Si accettano ordini telefonici inferiori a L. 50.000.

Multimetro digitale da laboratorio "SOAR"

JOB LINE

Specifiche Tecniche

Portate	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	2-20-200-1.000 V 2-20-200-750 V 2-20-200-1.000 mA 2-20-200-1.000 mA 2-20-200 kΩ - 2-20 MΩ
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	± 0,05% Fondo scala ± 0,5% Fondo scala ± 0,8% Fondo scala ± 1% Fondo scala ± 0,8% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	100μV-1mV-10mV-100mV 100μV-1mV-10mV-100mV 0,1μA-1μA-10μA-100μA 0,1μA-1μA-10μA-100μA 100mΩ-1Ω-10Ω-100Ω-1kΩ
Risposta di frequenza	30 ÷ 1.000 Hz	
Impedenza d'ingresso	10 MΩ	
Alimentazione	6 V con pile o alimentatore esterno	
Dimensioni	200 x 180 x 64	

TS/2122-00

- **Visualizzazione diretta sul display delle scale e delle portate operative**
- **Polarità automatica**
- **Indicazione massima 1999 oppure −1999**
- **Contenitore metallico**
- **4,½ digit - Display LED**

MC-545

MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO IN ITALIA

DALLA G.B.C. italiana